www.farelettronica.com

fare elettronica

NOVEMBRE n° 257 • Anno 22

SPECIALE
MRAM, LE MEMORIE DEL FUTURO p.62

Il progetto completo di
CRYPTOPIC p.18

PROTEZIONE USB con un PIC

la chiave USB per proteggere i dati da
OCCHI INDISCRETI

Titanic Display
Realizziamo un display a 7 segmenti visibile a grande distanza p.32

UPS By Example
Assemblaggio finale e messa in funzione dell'UPS p.74

PIC & MikroBasic
Generare forme d'onda dalla eccellente qualità armonica p.48

PIC & MikroC p.86
Utilizzando il MikroC ed un microcontrollore PIC, realizziamo un timer digitale programmabile con programmazione settimanale degli eventi e display LCD 2x16.

Caricabatterie tampone per auto e moto p.28

Effetti luce incredibili con lo p.58
Stroboflash ad alta potenza

RUBRICA MHZ

- Realizzare velocemente antenne HF p.108
- Generatore di sub-toni per rtx Kenwood TW-4000A ed altri p.100
- Radioregolamenti codici e abbreviazioni: il codice Q p.104
- Tecniche di calcolo dell'impedenza nella radiofrequenza p.94

COSTRUIRE HI-FI
KRISTAL
- Un amplificatore dal suono incredibilmente puro e naturale p.38

IDEE DI PROGETTO
- Sensore di presenza acqua
- On/Off beeper
- Microspia FM
- Monitor per tensione di alimentazione TTL
- Generatore bitonale

ISSN 1591-2272
9 771591 227008 60257

Operazionali
Impariamo ad utilizzare l'amplificatore operazionale in nuove ed inusuali configurazioni circuitali. p.78

MENSILE Poste Italiane Spa - Spedizione in abbonamento Postale - D.L. 353/2003 (conv. In L. 27/02/2004 n. 46) art. 1, comma1, DCB Milano. In caso di mancato recapito, restituire all'editore che si impegna a pagare la relativa tassa presso il CPM di Roserio - Milano

Fare elettronica
servizio MIP

Richiedi maggiori informazioni sui contenuti di Fare Elettronica, visita il sito:

www.farelettronica.com/mip

Oppure compila questo modulo ed invialo via fax al numero 02 66508225

More Info Please!

Numero della rivista: 257

Codici MIP* (da compilare)

DATI DEL LETTORE

Nome

Cognome

Azienda

Indirizzo Azienda

Cap | Città

Prov. | Nazione

Tel.

Fax

e-mail

* Utilizza il numero MIP che compare alla fine di ogni articolo o all'interno delle pagine di tuo interesse

Guida al numero 257

Informati!

Richiedi maggiori informazioni sui contenuti di Fare Elettronica, visita il sito:
www.farelettronica.com/mip

pag. 3

Vinci!

Con il quiz **Le So Tutte!!!** puoi vincere ogni mese uno di questi fantastici premi!

pag. 46

Risparmia!

pag. 112

Pratica

18 **Crypto-PIC: chiave crittografica USB AES 128 bit (parte I)**
Cripto-PIC è una piccola chiave USB realizzata con un PIC18F2550 che, per mezzo di un algoritmo AES a 128 bit, consente la cifratura/decifratura di qualsiasi file, rendendoli illeggibili ad occhi indiscreti.

28 **Caricabatterie tampone per auto e moto**
Semplice circuito caricabatterie che permetterà alla vostra motocicletta, come pure alla spider d'epoca che tenete in garage, di essere sempre pronta anche se non utilizzata da tempo.

32 **Titanic Display**
Display a 7 segmenti (15x9 cm) visibile a grande distanza ed adattabile a qualsiasi tipo di circuito.

38 **Amplificatore valvolare "Kristal": Descrizione del progetto (parte I)**
Presentiamo un amplificatore a monotriodo ma opportunamente elaborato in modo da coniugare un suono incredibilmente puro e naturale con un costo invero assai contenuto.

48 **Generare forme d'onda con il PIC**
In questo articolo analizzeremo le tecniche utilizzate per la generazione di una qualsiasi forma d'onda dalla eccellente qualità armonica.

58 **Stroboflash ad alta potenza**
Proiettore stroboscopio per utilizzo in discoteca o come avviso luminoso alta potenza (500W/Secondo).

Teoria

74 **UPS by Example: assemblaggio finale**
In questa ultima puntata ci occuperemo del cablaggio e della taratura del nostro UPS.

78 **L'operazionale come raddrizzatore e altri circuiti (parte II)**
In questa ultima puntata analizzeremo ulteriori configurazioni circuitali di indubbio interesse che, oltre alla pratica utilità, sono dimostrazione della straordinaria versatilità dell'amplificatore operazionale.

86 **MikroC by Example: Realizzazione di un timer digitale programmabile**
Realizziamo un timer settimanale programmabile, illustrando i dettagli del codice C, le tecniche utilizzate e lo schema elettrico.

Novembre 2006

MHz

94 **Impedenza & Co**
In quest'articolo parleremo d'impedenza, della sua definizione e delle tecniche di calcolo.

100 **Generatore di sub-toni per RTX Kenwood TW-4000A ed altri**
Realizziamo un semplice generatore a quattro sub-toni, ottimizzato per l'uso con il RTX Kenwood TW-4000A ma utilizzabile anche con tutti i ricetrasmettitori di vecchia generazione.

104 **Radioregolamenti codici e abbreviazioni: il codice Q**
Ancora contemplato dal regolamento Internazionale, il codice Q rimane un espediente utilissimo nelle comunicazioni.

108 **Antenna torcicollo**
Ecco come realizzare velocemente antenne HF versatili e adatte anche ad un "montaggio veloce e provvisorio".

Speciale

62 **Freescale e le RAM magnetiche a 4Mbit**
Spesso descritte come il "Santo Graal" delle memorie, le MRAM hanno le potenzialità per sostituire in vari campi le Flash, le RAM e perfino gli hard-disk. Un'analisi dettagliata di questi dispositivi da un punto di vista teorico prima e tecnico dopo, per comprendere a fondo come funzionano e come utilizzarle.

Aziende citate in questo numero

Albo I.C.E.	65	Hi-Tech Software	23
Amglo	58	Inware	23, 31
Artek Electronic Solutions	73	Kenwood	100
Atmel	27	Microchip	8, 18, 48, 86
Blu Nautilus	93	Mikroelektronika	86
Blu Press	107	Millennium Dataware	67
Compel Electronics	8	Motorola	9
Compendio Fiere	99	National Semiconductor	15
Consorzio Elettrimpex	71	Parallax	10
Cypress Semiconductor	9	RS Components	II cop
ERF	43	Scuola Radio Elettra	IV cop
Falcom	11	Symbol Technologies	9
Fiera Milano Tech	17	Telit	11
Freescale	62	Vicenza Eventi	82
Futura Elettronica	57, 103	Wireless	37

Risorse

8 **Prima pagina**

- *Microcontroller PIC® Can-Enable Low-Power*
- *Sistema di connessione Ethernet*
- *Motorola acquisisce Symbol Technologies*
- *Una nuova famiglia di PSOC da Cypress*
- *Vertice internazionale dell'industria elettronica*
- *Parallax Propeller: 8 microcontrollori a 32 bit in un unico package*
- *Falcom e Telit siglano un accordo di cooperazione*

12 **Gli eventi di Novembre 2006**

- *Computerfest e Radioamatore Torreano di Martignacco (UD)*
- *Expo Elettronica - Erba (CO)*
- *Electronica 2006 - Germania*
- *Radioamatore 2 - Pordenone*
- *Telemobility 2006 - Torino*
- *Elettroexpo - Verona*
- *41ª Fiera Mercato Nazionale del Radioamatore - Silvi Marina (TE)*
- *Grande Fiera dell'Elettronica - Forlì (FC)*

14 **Idee di Progetto**

- *28 Sensore di presenza acqua*
- *29 On/Off beeper*
- *30 Microspia FM*
- *31 Monitor per tensione di alimentazione TTL*
- *32 Generatore bitonale*

CULTURA ELETTRONICA APPLICATA

www.farelettronica.com

DIRETTORE RESPONSABILE
Antonio Cirella

DIRETTORE ESECUTIVO
Tiziano Galizia

COORDINAMENTO TECNICO
Maurizio Del Corso

HANNO COLLABORATO IN QUESTO NUMERO
Carlo Tauraso, Andrea Marani, Giovanni Di Maria, Fulvio Chiappetta, Savino Giusto, Massimo Di Marco, Nico Grilloni, Antonio Di Stefano, Massimiliano Premoli, Iginio Commisso, Franco Malenza, Daniele Cappa.

DIREZIONE • REDAZIONE • PUBBLICITÁ
INWARE Edizioni srl - Via Cadorna, 27/31 - 20032 Cormano (MI)
Tel. 02.66504755 - Fax 02.66508225
info@inwaredizioni.it - www.inwaredizioni.it
Redazione: fe@inwaredizioni.it

STAMPA
ROTO 2000 - Via L. da Vinci, 18/20 - 20080, Casarile (MI)

DISTRIBUZIONE
Parrini & C. S.p.a. - Viale Forlanini, 23 - 20134, Milano

UFFICIO ABBONAMENTI
INWARE Edizioni srl - Via Cadorna, 27/31 - 20032 Cormano (MI)
Per informazioni, sottoscrizione o rinnovo dell'abbonamento:
abbonamenti@inwaredizioni.it
Tel. 02.66504755 - Fax. 02.66508225
L'ufficio abbonamenti è disponibile telefonicamente
dal lunedì al venerdì dalle 14,30 alle 17,30
Tel. 02.66504755 - Fax. 02.66508225

Poste Italiane S.p.a. - Spedizione in abbonamento Postale
D.L. 353/2003 (conv. In L. 27/02/2004 n. 46) art. 1, comma1, DCB Milano.
Abbonamento per l'Italia: € 45,00
Abbonamento per l'estero: € 115,00

Gli arretrati potranno essere richiesti, per iscritto, al seguente costo:
Numero singolo: € 7,50
Numero doppio: € 9,00
Numero con allegato: € 8,50

Autorizzazione alla pubblicazione del Tribunale di Milano n. 647 del 17/11/2003.

Privacy - Nel caso la rivista sia pervenuta in abbonamento o in omaggio, si rende noto che i dati in nostro possesso sono impiegati nel pieno rispetto del D.Lgs. 196/2003. I dati trasmessi a mezzo cartoline o questionari presenti nella rivista, potranno venire utilizzati per indagini di mercato, proposte commerciali, o l'inoltro di altri prodotti editoriali a scopo di saggio. L'interessato potrà avvalersi dei diritti previsti dalla succitata legge. In conformità a quanto disposto dal Codice di deontologia relativo al Trattamento di dati personali art. 2, comma 2, si comunica che presso la nostra sede di Cormano Via Cadorna 27, esiste una banca dati di uso redazionale. Gli interessati potranno esercitare i diritti previsti dal D.Lgs. 196/2003 contattando il Responsabile del Trattamento Inware Edizioni Srl (info@inwaredizioni.it).

RICHIESTE DI ASSISTENZA
Per richiedere assistenza o chiarimenti sugli articoli pubblicati, vi preghiamo di utilizzzare il servizio MIP compilando l'apposito modulo on-line all'indirizzo www.farelettronica.com/mip.

COLLABORARE CON FARE ELETTRONICA
Le richieste di collaborazione vanno indirizzate all'attenzione di Tiziano Galizia *(t.galizia@inwaredizioni.it)* e accompagnate, se possibile, da una breve descrizione delle vostre competenze tecniche e/o editoriali, oltre che da un elenco degli argomenti e/o progetti che desiderate proporre.

ELENCO INSERZIONISTI

Artek Electronic Solutions . . . . pag. 73
Piazza Pirazzoli, 2 - 40020 Sasso Morelli (BO)
Tel 0542.643192 - www.artek.it

ATMEL Nantes . . . . pag. 27
Via Grosio, 10/8 - 20151 Milano
Tel 02.38037-1 - www.atmel.com

Blu Nautilus srl. . . . . pag. 93
Piazza Tre Martiri, 24 - 47900 Rimini
Tel 0541.53294 - www.blunautilus.it

Blu Press . . . . pag. 107
Via Cavour 65/67 - 05100 Terni (TR)
Tel. 0744.433606 - www.blupress.it

Compendio Fiere . . . . pag. 99
Via Galilei,78 - 51015 Monsummano Terme (PT)
Tel 0572.490868 - www.compendiofiere.it

Consorzio Elettrimpex . . . . pag. 71
Via Console Flaminio, 19 - 20134 Milano
Tel 02.210111230 - www.elettrimpex.it

E.R.F. . . . . pag. 43
Largo Fiera della Pesca, 11 - 60100 Ancona
Tel 0733.780811 - www.erf.it

Fiera Milano Tech Spa . . . . pag. 17
Via Gattamelata, 34 - 20134 Milano
Tel 02.3264803 - www.fieramilanotech.it

Futura Elettronica . . . . pag. 57-103
Via Adige, 11 - 21013 Gallarate (VA)
Tel 0331.792287 - www.futuranet.it

Inware . . . . pag. 23-31
Via Cadorna 27/31 - 20032 Cormano (MI)
Tel 02.66504794 - www.inware.it

Millenium Dataware . . . . pag. 67
Corso Repubblica, 48 - 15057 Tortona (AL)
Tel 0131.860254 - www.mdsrl.it

MyMy Albo ICE . . . . pag. 65
Via S. Gregorio, 6 - 20124 Milano (MI)
Tel. 02.2023161 - www.albo-ice.it

RS Components . . . . II cop
Via M. V. De Vizzi, 93/95 - 20092 Cinisello Balsamo (MI)
Tel 02.660581 - www.rs-components.com

Scuola Radio Elettra . . . . IV cop
Via Biturgense, 104 - 00185 Cerbara di Città di Castello (PG)
Tel 075.862911 - www.scuolaradioelettra.it

Vicenza Eventi . . . . pag. 82
Via Raffaello Sanzio, 6 - 36070 Castel Gomberto (VI)
Tel 0445.440561 - www.vicenzaeventi.it

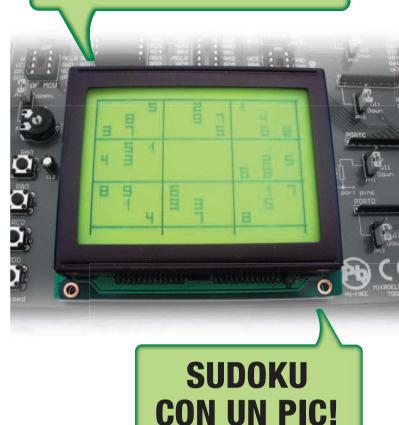
Wireless . . . . pag. 37
Via Monterosa, 11 - 20149 Milano (MI)
Tel 02.48100306 - www.wirelessforum.it

Note dalla redazione

Tiziano Galizia
t.galizia@inwaredizioni.it

"Sei sicuro di essere al sicuro?"

La prima (ed unica) volta che un virus ha infettato il mio PC è stato nel "lontano" 1991. Un floppy passatomi da un amico installò il virus e nel giro di qualche ora il mio hard disk fu praticamente inutilizzabile, costringendomi ad una nuova installazione del sistema operativo con conseguente perdita di dati, dei quali per fortuna avevo una copia vecchia di qualche giorno.
Fino all'avvento di Internet, proteggere il proprio PC era facile, bastava utilizzare software dalla provenienza certa (vedi software originale) e dotarsi di un antivirus per controllare i file sospetti. Ma Internet ha cambiato le carte in tavola, tutti sono connessi a tutti, direttamente o indirettamente, via posta elettronica o messaggistica istantanea, quindi i vettori di diffusione dei virus sono cresciuti esponenzialmente rendendo i PC più vulnerabili. Al giorno d'oggi un buon antivirus ed un firewall sono la dotazione minima per proteggere un PC connesso ad Internet.
In ambito aziendale il problema della sicurezza si fa invece molto più serio, non sono solo i virus la vera minaccia, ma anche la protezione di dati confidenziali. Benché sia relativamente semplice proteggere il PC aziendale da virus, trojan, keylogger e quant'altro la fantasia di chi realizza questi programmi può partorire, non si è comunque al riparo dal furto di dati o, peggio ancora, dallo smarrimento dei dispositivi che li contengono (a me è capitato di dimenticare il palmare in aereo…). E' come proteggere la propria abitazione con un sistema di sicurezza ultima generazione, per poi smarrirne la chiave...
Ma allora come evitare che dati confidenziali finiscano nelle mani di malintenzionati per una semplice disattenzione o furto? Sicuramente rendendoli illeggibili per mezzo della crittografia. Per questo vi consiglio la realizzazione del progetto *Cripto-PIC*, la piccola chiave USB con un PIC18F2550, in grado di criptare e decriptare i vostri file per mezzo di un algoritmo AES a 128 bit. Risolverete il problema alla radice e potrete "essere sicuri di essere al sicuro!"
Ma Cripto-PIC non è il solo progetto presente in questo ricchissimo numero di Fare Elettronica, come avete certamente notato dalla nuova copertina, ben 14 articoli tutti molto interessanti, quale che sia il vostro grado di conoscenza dell'elettronica. Lascio a voi il piacere di scoprirli e soprattutto di realizzarli.

Vi auguro una piacevole lettura e vi rinnovo l'appuntamento in edicola a Dicembre.

Rubrica di notizie e novità dal mondo dell'elettronica.

Prima pagina

MICROCONTROLLER PIC® CAN-ENABLED LOW-POWER

Microchip annuncia la famiglia PIC18F4685 di microcontroller Controller Area Network (CAN) a 8-bit ad alte prestazioni e a basso consumo. I dispositivi sono disponibili in versione a 28- e 44-pin e sono equipaggiati con 80 o 96 Kbyte di memoria programma Flash e con EEPROM integrata. Questo equipaggiamento di memoria programma rappresenta il più consistente disponibile sui microcontroller PIC18 con modulo ECAN™ a bordo per la connettività CAN. Il modulo ECAN Microchip è una soluzione CAN 2.0B semplice e scalabile che permette di commutare tra funzionamento CAN standard e modalità FIFO.

Le affidabili comunicazioni del protocollo CAN possono tornare a vantaggio di numerose applicazioni Automotive e Industriali. Il software standard per il protocollo CAN sta però crescendo in termini di dimensioni e questo ha come effetto la riduzione dello spazio disponibile per le applicazioni. Il PIC18F4685 prevede il potenziamento della memoria disponibile per le applicazioni CAN PIC18, assicurando una via di migrazione dagli attuali dispositivi a 32 e 64 Kbyte. Tra le caratteristiche dei microcontroller CAN PIC18F4685/4682/2685/2682 si segnalano:

- 96 o 80 Kbyte di memoria programma Flash.
- 1 Kbyte di EEPROM dati.
- Package a 28- o 44-pin.
- 3.3 Kbyte di memoria RAM.
- ADC a 10-bit con un massimo di 11 canali.
- Funzionalità Enhanced Capture Compare e PWM (ECCP).
- Porte di comunicazione seriale SPI e Master I²C™.
- USART potenziata per interfacce seriali RS232, RS485 e LIN.
- Due comparatori analogici.
- Un timer a 8-bit e tre a 16-bit.
- Brownout Reset programmabile e circuiti di rilevamento Low Voltage.
- Oscillatore di precisione interno (da 31 kHz a 8 MHz).

I nuovi microcontroller sono supportati dai tool di sviluppo Microchip, compreso l'Integrated Development Environment (IDE) MPLAB® e l'In-Circuit Debugger MPLAB ICD2. A supporto è disponibile anche la scheda dimostrativa PICDEM™ CAN-LIN 2 (part number DM163011), la quale consente agli ingegneri di valutare le funzionalità del modulo CAN integrato nei prodotti. I dispositivi PIC18F4685/4682 sono alloggiati in package TQFP a 44-pin e PDIP a 40-pin: i dispositivi PIC18F2685/2682 sono invece disponibili in package SOIC e PDIP a 28-pin, tutti RoHS-compliant.

Codice MIP 257201

SISTEMA DI CONNESSIONE ETHERNET

Compel Electronics SpA, azienda leader a livello internazionale nella produzione e progettazione di sistemi di interconnessione e cablaggi, entra nel mondo DATACOM e amplia la sua gamma di prodotti introducendo un sistema di interconnessione per reti dati 10 BaseT, 100 BaseTX e 1000 BaseT. Il sistema si compone di una parte fissa da pannello e da una parte volante collegabile al cavo. La zona d'interconnessione della parte fissa è costituita da un connettore femmina standard del tipo RJ45 schermato (connettore di largo e consolidato impiego). Tale connettore è bloccato in un corpo metallico ed è collegato elettricamente ad un piastrino c.s. realizzato con piste ad impedenza controllata, in modo da evitare fastidiosi disadattamenti. È possibile collegarsi ai pin del connettore RJ45 utilizzando un connettore a 8 poli od un altro

RJ45 già montati sul piastrino c.s. Altri tipi di collegamento possono essere disponibili su richiesta. Il connettore volante è costituito da un maschio RJ45 schermato, anch'esso bloccato in un corpo metallico e provvisto di un dispositivo per il serraggio dei differenti tipi di cavo adatti alle varie categorie di utilizzo. È possibile la fornitura del connettore sfuso (con possibilità del cablaggio sul campo) o già montato al cavo secondo le varie esigenze. Le due parti (fissa e volante) si possono accoppiare tra di loro tramite un meccanismo a baionetta che garantisce un'ottima protezione contro il disaccoppiamento accidentale dovuto a forti vibrazioni o urti, e permette inoltre una connessione più rapida e senza l'ausilio di chiavi dinamometriche o attrezzi speciali. Il sistema garantisce anche un grado di protezione IP68 sia nella zona d'accoppiamento che nella zona di bloccaggio al cavo e in quella di fissaggio al pannello.

Codice MIP 257202

MOTOROLA ACQUISISCE SYMBOL TECHNOLOGIES

Motorola e Symbol Technologies annunciano la firma di un accordo di fusione, in base al quale Motorola acquisisce tutte le azioni di Symbol per una somma di 15 dollari in contanti. La transazione ha un valore totale di 3,9 miliardi di dollari. Alla scadenza del 30 giugno, Symbol aveva una disponibilità di cassa di circa 200 milioni di dollari.

Symbol è un'azienda leader per la progettazione, lo sviluppo, la produzione e il supporto di prodotti e sistemi per le soluzioni di enterprise mobility, che integrano mobile computer robusti, sistemi avanzati di cattura dei dati, tecnologie RFID, infrastrutture wireless e gestione della mobilità. I prodotti e i servizi dell'azienda aiutano le aziende ad aumentare la produttività degli addetti, migliorare il servizio e aumentare l'efficienza operativa, attraverso la distribuzione delle informazioni in tempo reale, mentre le persone, le informazioni e gli oggetti sono ancora in movimento. Symbol è riconosciuta come azienda leader per l'innovazione, con un portafoglio prodotti di levatura mondiale e numerosi brevetti di proprietà. Inoltre, ha una solida rete di partner e dispone delle competenze necessarie in una serie di mercati verticali come retail, trasporti, produzione, distribuzione e sanità. Una volta completata l'operazione, Symbol diventerà un'azienda di proprietà di Motorola, e avrà un ruolo importante nella Divisione Networks and Enterprise. Motorola menterrà la sede di Symbol a Holtsville, nello stato di New York, e ne farà il centro delle attività legate all'enterprise mobility e un centro di eccellenza per lo sviluppo delle tecnologie. La transazione, una volta approvata sia dagli enti di controllo che dagli azionisti Symbol, verrà completata tra la fine del 2006 e l'inizio del 2007.

Codice MIP 257203

UNA NUOVA FAMIGLIA DI PSOC DA CYPRESS

Cypress Semiconductor ha reso noto l'introduzione di una linea di PSoC® (Programmable System-On-Chip™) espressamente ideati per l'uso in applicazioni di interfaccia a rilevamento capacitivo. I nuovi componenti ottimizzati per la tecnologia CapSense garantiscono migliore immunità al rumore (di un fattore pari a 45 volte), velocità di update superiori del 30%, dissipazione inferiore del 60% e risoluzione maggiore del 300% rispetto ai dispositivi precedenti. Tutto ciò contribuisce a migliorare ulteriormente quella che è già la soluzione per il rilevamento di tipo capacitivo più flessibile al momento disponibile sul mercato. Un singolo dispositivo CapSense può sostituire dozzine di controlli e commutatori meccanici con semplici controlli sensibili al tocco. I controlli a pulsanti e a contatti scorrevoli che sfruttano la tecnologia CapSense sono

più affidabili rispetto ad analoghi dispositivi di tipo meccanico in quanto non soggetti a fenomeni di fatica e usura tipici dei commutatori e dei tasti scoperti. Cypress Semiconductor ha reso noto che i dispositivi CapSense sono stati utilizzati da aziende di tutto il mondo in oltre 100 progetti per la realizzazione di sistemi quali telefoni mobili, lettori multimediali portatili, elettrodomestici, computer, stampanti, componenti per applicazioni automobilistiche e molti altri ancora. I nuovi dispositivi ottimizzati per la tecnologia CapSense sono tre: CY8C20234, CY8C20334 e CY8C20434, ospitati in package QFN rispettivamente a 16, 24 e 32 pin.

Codice MIP 257204

VERTICE INTERNAZIONALE DELL'INDUSTRIA ELETTRONICA

Il mondo dell'elettronica si è dato appuntamento dal 14 al 17 Novembre al quartiere fieristico di Monaco di Baviera per **Electronica 2006**, la più grande piattaforma di incontro e comunicazione del settore. Oltre 3.000 espositori presenteranno, su una superficie di 152.000 m^2 suddivisa in 14 padiglioni, i prodotti, i sistemi e le soluzioni più avanzate attualmente disponibili sul mercato. Con un alto livello di internazionalità, come evidenziato dal numero di espositori e partecipanti provenienti da Paesi diversi dalla Germania, Electronica si pone come la principale manifestazione nel settore dell'elettronica: all'edizione del 2004, la percentuale di espositori internazionali era già salita al 17%, mentre la quota internazionale di visitatori aveva raggiunto il 44%. Fra le grandi attrazioni proposte dall'edizione del 2006 spiccano le applicazioni nei settori automobilistico, wireless, embedded, micro e nanotecnologie. Con un forum e un'area espositiva nel Padiglione A6, "Electronica Automotive Conference 2006", (13-15 novembre 2006, International Congress Center Munich, ICM) presenterà sviluppi, innovazioni e tendenze recenti nel campo dell'elettronica per auto. Le case automobilistiche, i loro fornitori e i produttori internazionali di componenti elettronici per autoveicoli illustreranno lo stato dell'arte in questo campo e anticiperanno le evoluzioni future. Gli argomenti più attuali della tecnologia embedded saranno al centro della "Electronica Embedded Conference Munich", che si svolgerà nel Padiglione A6, (14-15 novembre 2006, ICM) con un forum e un'esposizione, nei quali il tema del software avrà una rilevanza molto maggiore rispetto al passato. Si parlerà di ingegnerizzazione di software embedded, test e verifiche, sistemi embedded di piccole dimensioni (8 e 16 bit) e sistemi embedded complessi.
Contemporaneamente si svolgerà la "Multicore Conference", la prima conferenza in Germania dedicata ai temi della tecnologia multicore. (14-15 novembre 2006, ICM). In "Wireless Congress 2006: Systems & Applications," (15-16 novembre 2006, ICM) con forum ed esposizione nel Padiglione A4, "electronica wireless" presenterà le tecnologie e le applicazioni wireless più recenti. Il congresso esaminerà tutti gli aspetti tecnici delle tecnologie wireless presenti e future, con particolare attenzione alle loro applicazioni in ambito industriale. L'evento entra nel dettaglio delle applicazioni più recenti, degli aspetti di sicurezza, certificazione e approvazione, del know-how tecnologico nel campo della misura, delle normative e delle opportunità di mercato. Interverrà al congresso Bob Heile, presidente della ZigBee Alliance. "Electronica MicroNanoWorld" sarà dedicata alle micro e nanotecnologie e si svolgerà al Padiglione A2. L'esposizione e il forum saranno l'occasione per dare visibilità a componenti, sistemi e applicazioni basati su queste tecnologie. Gli argomenti trattati comprendono RF-MEMS, MEMS ottici e bio-MEMS, packaging per MEMS e microsistemi, sensori MEMS, micromotori, microposizionamenti e microtrasmissioni. Per maggiori informazioni su Electronica 2006 e sulle aree espositive, visitate il sito **www.electronica.de**.

Codice MIP 257205

PARALLAX PROPELLER: 8 MICROCONTROLLORI A 32 BIT IN UN UNICO PACKAGE

Il multicontrollore Propeller è un nuovo dispositivo della Parallax inc. contenente otto processori RISC a 32 bit e può gestire direttamente un'uscita video VGA, videocomposito, una tastiera, un mouse e molto altro ancora. Nel package 40dip o 44qfn del Propeller non c'è un solo processore bensì otto. Ben otto processori RISC a 32 bit indipendenti, tutti uguali, sincronizzati dallo stesso

clock che può arrivare alla frequenza massima di 80MHz. Gli otto processori, chiamati COG, condividono le risorse comuni del Propeller quali registri di I/O e timer, mentre l'accesso alla memoria RAM/ROM avviene tramite un HUB che sincronizza le richieste dei singoli COG. Per questo motivo, per definire il Propeller, è più appropriato il termine multicontrollore. I vantaggi di questa architettura sono molteplici. L'assenza di vincoli o di strutture predefinite lascia ampio spazio al progettista che può costruire l'applicazione con la massima libertà. Al vostro nuovo progetto serve una porta di comunicazione seriale? Si può dedicare un COG alla gestione della comunicazione ed utilizzare due pin di I/O qualsiasi per le linee seriali. Dovete aggiungere una seconda seriale? Un secondo COG può eseguire lo stesso codice (non una copia!), utilizzando altri pin di I/O. Questi esempi, se pur banali, rendono perfettamente l'idea di come in un sistema che prevede l'utilizzo di diversi microcontrollori, ognuno dedicato ad una particolare funzione, si possa ridurre drasticamente la complessità utilizzando un solo Propeller suddividendo la funzioni tra gli otto COG, utilizzando la RAM dell'HUB per la condivisione dei dati. Il Propeller è programmabile in “SPIN” un linguaggio interpretato (nella ROM del Propeller c'è una copia dell'interprete) simile al Basic che però presenta alcune caratteristiche di linguaggi più evoluti come la definizione di oggetti. Non si tratta di un linguaggio ad oggetti vero e proprio ma si possono realizzare dei moduli in cui sono definite le strutture dati, le funzioni pubbliche e l'insieme delle funzioni private scritte sia in linguaggio SPIN che in assembler. Ogni oggetto avrà la sua interfaccia pubblica e può a sua volta includere altri oggetti. La definizione degli oggetti è uno dei punti di forza dello Spin poiché è possibile creare dei moduli per le funzioni base riutilizzabili facilmente in nuovi progetti. La stessa Parallax per incoraggiare la condivisione dei vari moduli ha creato un'area apposita nel proprio sito: il Propeller Object Exchange.

Nell'IDE di sviluppo ci sono delle funzioni particolari per facilitare lo scambio e la condivisione dei moduli. Ad esempio, grazie ad un font true type, appositamente sviluppato dalla Parallax, è possibile aggiungere al listato del codice dei commenti con disegni e piccoli schemi hardware. In questo modo si può integrare la documentazione completa nel listato del codice. Tramite un'opzione dell'IDE è possibile generare un file zip che include tutto il progetto attuale e una copia dell'IDE stesso evitando così eventuali problemi di compatibilità tra versioni differenti del sistema di sviluppo.

Codice MIP 257206

FALCOM E TELIT SIGLANO UN ACCORDO DI COOPERAZIONE

Falcom Wireless Communications GmbH, specialista in soluzioni per il settore della comunicazione wireless, ha scelto Telit come futuro partner strategico per i moduli GSM/GPRS, elementi fondamentali per le sue innovative proposte. I primi prodotti sviluppati da Telit, sulla base del modulo GSM/GPRS quad-band, attualmente il più piccolo al mondo, sono nuove applicazioni per la localizzazione di veicoli e dispositivi. La cooperazione, iniziata a luglio del 2006 con un volume di circa tre milioni di euro, è per le due imprese sinonimo di ulteriori sinergie: grazie a Telit, Falcom ha infatti accesso alle più moderne tecnologie chiave del mercato dei moduli M2M, mentre Telit Communications, azienda multinazionale specialista della comunicazione mobile, consolida la propria posizione sul mercato industriale e consumer. Grazie a Falcom, Telit può infatti raggiungere in modo diretto o indiretto numerosi mercati di nicchia che richiedono un rapido adeguamento dei moduli a esigenze specifiche.

“Abbiamo fiducia nella forza innovativa di Telit. L'azienda ci offre un piano di sviluppo molto allettante e da subito anche un eccellente modulo GSM/GPRS quadribanda, il GE864 QUAD", afferma Ralf Leipoldt, amministratore delegato di Falcom. In questo modo Falcom ha a disposizione un componente per tutte le reti GSM, grazie al quale la ditta potrà ottimizzare sensibilmente la propria logistica. Falcom, inoltre, conta su Telit per i propri processi di sviluppo: Telit pertanto supporterà Falcom con misure finalizzate allo sviluppo e metterà in parte a disposizione anche i suoi canali di vendita per i prodotti Falcom.

Codice MIP 257207

Rubrica di appuntamenti, manifestazioni ed eventi nel mondo dell'elettronica

Gli eventi di NOVEMBRE 2006

4-5 NOVEMBRE 2006
COMPUTERFEST & RADIOAMATORE

Mostra mercato dedicata all'elettronica, informatica, radiantistica, materiale di consumo, video giochi, telefonia ed editoria specializzata. Dal sito Compendio è possibile scaricare le riduzioni per il biglietto d'ingresso.

Informazioni utili

Quartiere Fieristico Udinese
Torreano di Martignacco (UD)
Organizzazione Compendio Fiere srl
www.compendiofiere.it
Orario dalle 9:00 alle 18:00
€ 6,00

Codice MIP 257301

11-12 NOVEMBRE 2006
EXPO ELETTRONICA

EXPO ELETTRONICA (ex ABC dell'Elettronica) ad Erba (Como) si svolge due volte all'anno, in primavera ed in autunno. Oltre alle merceologie "tradizionali" proposte da questo tipo di manifestazioni, quali computer, elettronica in genere, radiantismo, telefonia, surplus... nonché radio d'epoca, dischi e CD da collezione.
Certamente non mancano i buoni motivi per andare a dare un'occhiata; ci saranno buoni affari sia per gli esperti sia per i neofiti!

Informazioni utili

Lario Fiere – Erba (CO)
Organizzazione Blu Nautilus
www.blunautilus.it
Orario dalle 9:00 alle 18:00
€ 8,00 (ridotto € 7,00)

Incontra Inware Edizioni
Codice MIP 257302

14-17 NOVEMBRE 2006
ELECTRONICA 2006

Il mondo dell'elettronica si è dato appuntamento dal 14 al 17 Novembre al quartiere fieristico di Monaco di Baviera per Electronica 2006, la più grande piattaforma di incontro e comunicazione del settore. Oltre 3.000 espositori presenteranno, su una superficie di 152.000 m2 suddivisa in 14 padiglioni, i prodotti, i sistemi e le soluzioni più avanzate attualmente disponibili sul mercato. Con un alto livello di internazionalità, come evidenziato dal numero di espositori e partecipanti provenienti da Paesi diversi dalla Germania, Electronica si pone come la principale manifestazione nel settore dell'elettronica.

Quartiere Fieristico di Monaco – (Germania)
www.electronica.de

Codice MIP 257303

18-19 NOVEMBRE 2006
RADIOAMATORE 2

Radioamatore 2 è l'appuntamento autunnale di Radioamatore: una risposta puntuale alla forte domanda degli appassionati e dei cultori dell'elettronica, sia futuribile che vintage. Radioamatore 2 è un evento dedicato a: apparecchi radio, componenti e ricambi, attrezzature ed accessori, computer e accessori, videogiochi, software. Radioamatore 2 occupa i padiglioni dal 1 al 5 e si sviluppa su una superfice di 15.000 Mq coperti.

Informazioni utili

Fiera di Pordenone – Pordenone
Orario: dalle 09:00 alle 19:00
Organizzazione: Pordenone Fiere
www.radioamatore2.it

Incontra Inware Edizioni
Codice MIP 257304

Sei l'**organizzatore** di una manifestazione del settore?
Registrala all'indirizzo **www.farelettronica.com/eventi** e sarà pubblicata gratuitamente in questo spazio!

Se sei un **espositore** e vuoi comparire gratuitamente in questo elenco, registrati all'indirizzo **www.farelettronica.com/eventi**

23 NOVEMBRE 2006
TELEMOBILITY 2006

Telemobility Forum è il primo evento a livello nazionale in grado di collocarsi come punto di riferimento per il mondo della telematica e dell'infomobilità, fotografando un mercato complesso e con dinamiche molto vivaci.
Convegni qualificati, incontri tematici e appuntamenti business, completati da un'adeguata area espositiva, sono stati pensati per soddisfare la necessità pratica degli operatori del settore di aggiornarsi su singoli prodotti e tecnologie, cercando di capire come utilizzare al meglio le novità offerte dai costruttori.

Informazioni utili
Centro Congressi Lingotto - Torino
Orario: dalle 09:00 alle 18:00
Organizzazione: Wireless srl
www.telemobilityforum.com
Ingresso gratuito riservato agli operatori

Codice MIP 257305

25-26 NOVEMBRE 2006
ELETTROEXPO

Mostra Mercato dedicata a: materiale radiantistico per CB e radiomatori, apparecchiature per telecomunicazioni, telefonia, antenne e parabole per radiomatori e TV Sat, radio d'epoca, stampa specializzata.

Informazioni utili
Verona Fiere – Verona
Orario: dalle 09:00 alle 19:00
Organizzazione: Verona Fiere
www.veronafiere.it/elettroexpo

Codice MIP 257306

25-26 NOVEMBRE 2006
41ª FIERA MERCATO NAZIONALE DEL RADIOAMATORE

Mostra Mercato dedicata a: materiale radiantistico per CB e radiomatori, apparecchiature per telecomunicazioni, telefonia, antenne e parabole per radiomatori e TV Sat, radio d'epoca, stampa specializzata.

Informazioni utili
Fiera Adriatica – Silvi Marina (TE)
Orario: dalle 09:00 alle 19:00
Organizzazione: ARI Pescara
www.aripescara.org

Codice MIP 257307

2-3 DICEMBRE 2006
GRANDE FIERA DELL'ELETTRONICA

Alla Fiera di Forlì appuntamento con uno dei più importanti eventi nazionali "consumer" di settore; quello con la Grande Fiera dell'Elettronica. Le cifre sono quelle delle grandi occasioni: oltre 350 espositori, 20.000 mq di esposizione e più di 20.000 visitatori attesi alla manifestazione.
Al suo interno si svolgono diversi saloni tematici: La Fiera dell'Astronomia amatoriale, Photo cine video, Radio Expo mercatino delle radiocomunicazioni, Dichi e cd da collezione e il concorso nazionale dell'inventore elettrico-elettronico.

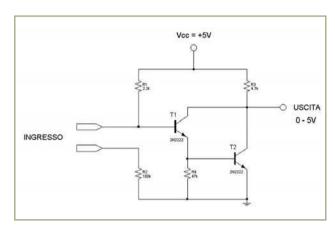
Informazioni utili
Fiera di Forlì – Forlì (FC)
Orario: dalle 09:00 alle 18:00
Organizzazione Blu Nautilus
www.blunautilus.it
€ 8,00 (ridotto € 7,00)

Codice MIP 257308

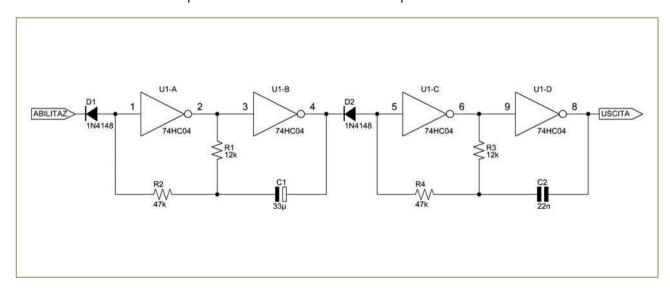
Dalla Redazione di Fare Elettronica una raccolta di idee ed applicazioni da tenere sempre a portata di mano.

Idee di progetto

28 SENSORE DI PRESENZA ACQUA

Il circuito descritto in figura è in grado di rilevare variazioni di resistenza elettrica, applicata tra i due terminali di ingresso, dell'ordine di qualche centinaio di KiloOhm.
Come elettrodi vengono utilizzate due bacchette di carbone di storta, ricavabili da comuni pile a secco, che, grazie alla loro insensibilità ai fenomeni di ossidazione, possono anche essere interrati mantenendoli paralleli e a breve distanza l'uno dall'altro.
Il circuito può essere impiegato come sensore per evidenziare allagamenti o perdite di acqua in abitazioni civili oppure, nel caso di sistemi di irrigazione automatica, per rilevare il tasso di umidità del terreno.

L'uscita è di tipo ON/OFF e varia da 5V a 0 Volt a seconda che l'ingresso sia all'asciutto (RIN>470 Kohm) o umido (RIN < 470 Kohm) rispettivamente. Può essere inviata direttamente a un pin di ingresso di un microcontrollore.

29 ON/OFF BEEPER

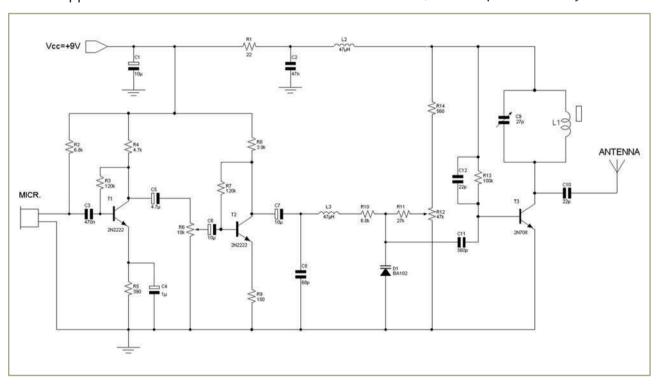
Come generare il classico segnale "beep-beep", ad esempio un tono ad 1 KHz con modulazione ON/OFF a cadenza di 1 Hz?
Il circuito descritto in figura 1 permette di realizzare questa funzione facendo uso di quattro gates inverter CMOS della serie MM74HC04, disposti a costituire una coppia di multivibratori astabili in cascata. Il primo multivibratore oscilla alla frequenza di 1 Hz e, nel periodo di tempo in cui la propria uscita è a livello alto, abilita il secondo monostabile, che è tarato su 1 Khz. Ciascuno dei diodi D1 e D2 ha la funzione di tenere bloccato o lasciar oscillare liberamente il multivibratore a cui è collegato, a seconda che sul proprio catodo sia presente un livello di tensione rispettivamente basso o alto.

Avete una richiesta particolare?

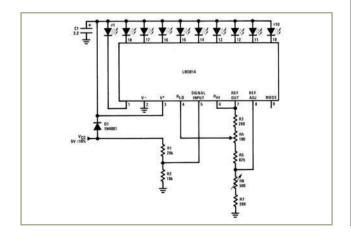
Scrivete a:

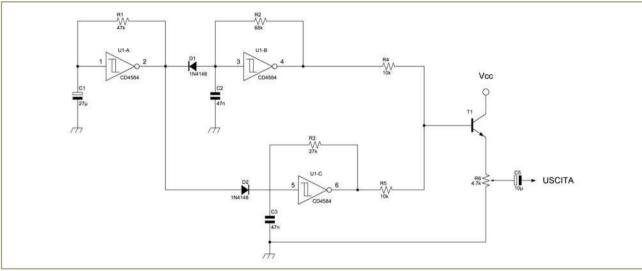
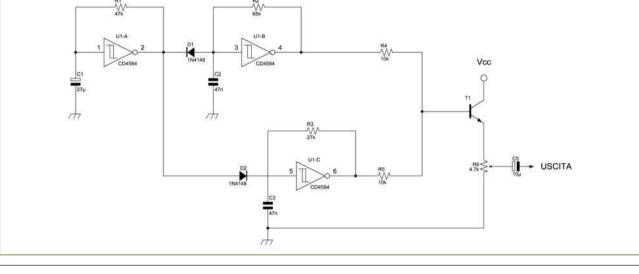
MAILBOX REDAZIONE DI FARE ELETTRONICA
Inware Edizioni s.r.l.
Via Cadorna, 27/31 - 20032, Cormano (MI)

Oppure inviate un'email a: mailbox@farelettronica.com

30 MICROSPIA FM

Una microspia per la gamma 88-108 MHz ad alta sensibilità, in grado di captare le conversazioni in una stanza tenendosi anche ad alcuni metri di distanza dalla capsula microfonica, è descritta in figura. L1 è realizzata con dieci spire di filo smaltato su supporto da 5 mm di diametro. L'antenna è ottenuta con un tratto di filo da 1/4 d'onda. L'amplificazione audio è regolata dal trimmer R6, mentre R12 agisce sulla profondità di modulazione. La portata è di alcune decine di metri. Può essere utilizzata, insieme ad un comune ricevitore FM, ad esempio come baby-monitor.

31 MONITOR PER TENSIONE DI ALIMENTAZIONE TTL

Con il chip LM3914 di National Semiconductor, classico Display Driver a barra di led, alcune resistenze e una manciata di LED è possibile realizzare un semplice voltmetro, alimentato dalla stessa tensione da monitorare a +5V +/- 10%, in grado di fornire anche segnali di undervoltage e overvoltage TTL-compatibili (circuito in figura). Le uscite relative ai led N.1 e N.10 possono essere utilizzate per segnalare rispettivamente le condizioni di undervoltage e overvoltage, utilizzabili per esempio per dare inizio a procedure di shutdown via software.

32 GENERATORE BITONALE

Con tre inverters CMOS di tipo Schmitt Trigger configurati come multivibratori astabili è possibile generare un segnale audio a due toni. Nello schema elettrico in figura l'inverter U1-A stabilisce la cadenza di 1 Hz con cui vengono abilitati alternativamente i multivibratori U1-B e U1-C, che oscillano alla frequenza di circa 400 Hz e 1000 Hz rispettivamente. I diodi D1 e D2 consentono di attivare a turno i due dispositivi, mentre il transistor T1 effettua la funzione di mixer-buffer per il segnale composito in uscita.

Prima parte
n° 257- Novembre 2006
Crypto-PIC: Chiave crittografica USB AES 128 bit (parte I)

Seconda parte
n° 258- Dicembre 2006
Crypto-PIC: Chiave crittografica USB AES 128 bit (parte II)

Crypto-PIC:

Al giorno d'oggi proteggere le informazioni sensibili è diventato un problema molto diffuso. In Rete esistono diversi pacchetti software che permettono la cifratura di e-mail e relativi allegati a costi decisamente contenuti. L'unica limitazione di questi sistemi è che risulta necessario installarli e configurarli su ogni PC che vogliamo utilizzare per l'invio dei documenti "riservati". Perché non realizzare una piccola chiave USB che ci permetta di portare sempre con noi queste funzionalità permettendoci di sfruttarle su una qualsiasi postazione di lavoro: all'Internet Caffè così come a casa o al lavoro?

Questo progetto permette a tutti di sperimentare l'utilizzo di un algoritmo di cifratura di ultima generazione attraverso la realizzazione di un piccolo circuito a microcontrollore la cui complessità è tutta concentrata all'interno del firmware. Attraverso un PIC18F2550 e pochi componenti di contorno è possibile realizzare un HID riconoscibile praticamente su tutti i sistemi operativi Microsoft (a partire da WIN98 SE) in grado di effettuare la cifratura/decifratura di qualsiasi file con un algoritmo AES a 128 bit. Ne è nato un piccolo motore crittografico sicuramente in grado di offrire non poche soddisfazioni a quanti si interessano dell'argomento o anche a coloro che vogliono soltanto celare ad occhi indiscreti i messaggi scambiati con la propria fidanzata… Il firmware è stato realizzato in maniera modulare e permette a tutti di effettuare personalizzazioni e sperimentare, quindi, delle ulteriori evoluzioni. Il progetto è corredato da un piccolo programma, molto semplice da utilizzare, in grado di controllare le operazioni di cifratura/decifratura e trasmettere i file generati via e-mail o FTP. L'applicativo non necessita di particolari configurazioni. La chiave segreta di cifratura a differenza di altri sistemi facilmente reperibili in commercio viene celata nella EEPROM del PIC e non viene trasmessa al PC durante il funzionamento rendendo quindi la vita difficile a quanti tentassero di estrarla monitorando il traffico sul bus USB. Naturalmente il dispositivo risultante ha una valenza prettamente didattica e sperimentale ma con pochi accorgimenti potrebbe acquisire anche un aspetto professionale. Prima di affrontare la costruzione e l'analisi del firmware/software descriviamo gli aspetti teorici che stanno dietro a questa realizzazione.

UN PO' DI TEORIA

Il firmware caricato nella memoria flash del microcontrollore implementa una versione del AES (Advanced Encryption Standard): un algoritmo a

Chiave crittografica USB AES 128 bit (parte I)

di Carlo Tauraso

cifratura simmetrica che ha sostituito da alcuni anni il famigerato DES. L' AES si basa sul cifrario a blocchi Rijndael che utilizza una lunghezza variabile sia dei blocchi che della chiave segreta. Il nome di questo cifrario deriva dal cognome dei suoi due inventori belgi: Joan Daemen e Vincent Rijmen. Essi fanno parte di un gruppo di ricerca ben più ampio chiamato COSIC (COmputer Security and Industrial Cryptography) reperibile all'indirizzo www.cosic.be. Nello sviluppo del nostro prototipo sono state introdotte due semplificazioni:

1. La chiave segreta ha una lunghezza costante a 128bit.
2. Al termine di ogni blocco la chiave viene resettata.

La chiave segreta, come abbiamo, già anticipato nell'introduzione viene registrata all'interno della EPPROM del PIC. Essa viene trasmessa un'unica volta al momento della configurazione del dispositivo che chiaramente deve avvenire in luogo sicuro. La procedura prevede che non sia possibile rileggere la chiave registrata ma soltanto riscriverla. Il file da cifrare è suddiviso in blocchi di 16 byte dal software fornito a corredo ed inviato al PIC che provvede a "oscurarlo" e a ritrasmetterlo al PC tramite il bus USB. La struttura interna che rappresenta ciascun blocco da 16 byte è costituita da una matrice 4x4 che chiamiamo MSG.

$$MSG = \begin{bmatrix} m_0 & m_4 & m_8 & m_{12} \\ m_1 & m_5 & m_9 & m_{13} \\ m_2 & m_6 & m_{10} & m_{14} \\ m_3 & m_7 & m_{11} & m_{15} \end{bmatrix}$$

Analogamente la chiave segreta è data da un'altra matrice 4x4 che chiamiamo CHIAVE.

$$CHIAVE = \begin{bmatrix} k_0 & k_4 & k_8 & k_{12} \\ k_1 & k_5 & k_9 & k_{13} \\ k_2 & k_6 & k_{10} & k_{14} \\ k_3 & k_7 & k_{11} & k_{15} \end{bmatrix}$$

	Blocco a 16 byte	Blocco a 24 byte	Blocco a 32 byte
Chiave a 16 byte	10	12	14
Chiave a 24 byte	12	12	14
Chiave a 32 byte	14	14	14

Tabella 1 Numero di iterazioni in funzione della lunghezza della chiave e del blocco

L'operazione di cifratura avviene attraverso un certo numero di iterazioni di una operazione elementare chiamata "round". Il numero di iterazioni dipende dalla lunghezza della chiave e dei blocchi di cifratura. Per chiavi da 16 byte i round vengono ripetuti 10 volte per ciascun blocco, come si vede chiaramente nella tabella 1, in cui riportiamo il numero di iterazioni a seconda della lunghezza in byte di chiave e blocco.

Ciascuna trasformazione si può sintetizzare attraverso la seguente notazione:

Round (MSG, ChiaveRound)

in cui MSG è la matrice contenente il blocco da cifrare mentre ChiaveRound è la matrice contenente la chiave di cifratura. Naturalmente a ciascuna iterazione la matrice MSG cambierà assumendo diversi stati a partire dal testo in chiaro (primo round) fino ad arrivare al testo cifrato (ultimo round). Ciascun round è composto da 4 trasformazioni che sintetizziamo con le seguenti notazioni:

SubstituitionBytes (MSG)
ShiftRows (MSG)
MixColumns (MSG)
AddRoundKey (MSG, ChiaveRound)

L'ultimo *round* per ciascun blocco differisce dagli altri per la mancanza della MixColumns. Tutte queste funzioni sono invertibili per permettere l'operazione di decifratura. Ricordiamo, infatti, che tutti gli algoritmi di cifratura simmetrici sono chiamati in questo modo per il fatto che utilizzano la medesima chiave sia per l'operazione di cifratura che decifratura. La funzione

di trasformazione utilizzata è invertibile quindi per la decifratura sarà sufficiente richiamare l'inversa utilizzando come parametri il testo cifrato e la stessa chiave usata per la cifratura.
In tutti gli algoritmi crittografici fondamentalmente le operazioni effettuate sono delle sostituzioni e trasposizioni degli elementi di una matrice corrispondente al blocco in chiaro. Queste due operazioni rappresentano le tecniche pratiche per la realizzazione di due principi generali della crittografia denominati "confusione" e "diffusione". Trasposizioni e sostituzioni sono definite ormai da tutti gli studiosi e appassionati del settore come i "mattoni fondamentali" di qualunque cifrario. Nelle sostituzioni ogni elemento viene sostituito con un altro determinato dal valore di una funzione calcolato in base a quello dell'elemento da sostituire. Ad esempio si calcola l'ordinata di una funzione che ha come ascissa il valore in sostituzione. L'implementazione a livello firmware può avvenire facilmente predisponendo una tabella di lookup. A fronte di un maggiore sfruttamento dello spazio di memoria si raggiunge l'obiettivo con rapidità ed estrema facilità. Ad esempio per trovare l'ordinata di una funzione sarà sufficiente posizionarsi all'interno della tabella nel punto definito dall'ascissa che corrisponde ad un byte del testo in chiaro. Normalmente si utilizzano valori in esadecimale distribuendo in colonna il nibble più significativo ed in riga quello meno significativo. Vedremo un'esempio interessante nella funzione SubstitutionBytes. Per quanto riguarda le trasposizioni, invece, si effettua un cambiamento nella posizione degli elementi della matrice senza modificarne il valore. Anche in questo caso l'implementazione è abbastanza semplice visto che normalmente viene stabilita una trasformazione che viene ripetuta per ciascuna riga o colonna della matrice di partenza. Pertanto, si sviluppa una funzione che opera lo spostamento (tipicamente uno shift) degli elementi della matrice e la si richiama per ciascuna colonna o riga all'interno di un ciclo. Vedremo un interessante esempio di trasposizione nella funzione ShiftRow(). Analizziamo separatamente le singole trasformazioni anticipate nel precedente paragrafo.

Figura 1 *Prototipo della chiave Cripto-PIC montato su scheda millefiori, notate la compattezza*

SubstitutionBytes

Questa funzione realizza una sostituzione non lineare dei valori della matrice MSG. In pratica ciascun byte x diverso da zero della matrice MSG viene sostituito con il byte y calcolato attraverso la seguente espressione:

$$Y = Ax^{1} + b$$

dove

$$A = \begin{bmatrix} 1&0&0&0&1&1&1&1\\ 1&1&0&0&0&1&1&1\\ 1&1&1&0&0&0&1&1\\ 1&1&1&1&0&0&0&1\\ 1&1&1&1&1&0&0&0\\ 0&1&1&1&1&1&0&0\\ 0&0&1&1&1&1&1&0\\ 0&0&0&1&1&1&1&1 \end{bmatrix} \qquad B = \begin{bmatrix} 1\\1\\0\\0\\0\\1\\1\\0 \end{bmatrix}$$

Nel firmware la funzione è implementata attraverso una tabella di lookup chiamata S-Table. In pratica se il byte x è pari a 43h (corrispondente al codice ASCII del carattere "C") il PIC estrarrà l'elemento S-Table[43] corrispondente alla cella di intersezione tra la quinta colonna e la quarta riga, quindi 18h. Osservate la tabella 2.

ShiftRows

Questa funzione agisce su ciascuna riga di MSG riposizionandone gli elementi senza modificare il valore corrispondente. Ogni elemento $m_{r,c}$ ha 2 indici r e c che identificano rispettivamente la riga e la colonna della matrice di partenza. L'intera trasformazione è sintetizzata nello schema seguente:

$$\begin{bmatrix} m_{0,0}&m_{0,1}&m_{0,2}&m_{0,3}\\ m_{1,0}&m_{1,1}&m_{1,2}&m_{1,3}\\ m_{2,0}&m_{2,1}&m_{2,2}&m_{2,3}\\ m_{3,0}&m_{3,1}&m_{3,2}&m_{3,3} \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} m_{0,0}&m_{0,1}&m_{0,2}&m_{0,3}\\ m_{1,1}&m_{1,2}&m_{1,3}&m_{1,0}\\ m_{2,2}&m_{2,3}&m_{2,0}&m_{2,1}\\ m_{3,3}&m_{3,0}&m_{3,1}&m_{3,2} \end{bmatrix}$$

L'operazione effettuata viene detta più precisamente "cyclic shifting to the right". Se consideriamo ogni riga i possiamo chiaramente osservare che ciascun elemento viene spostato a destra di 4-i posizioni. Per esempio, il primo elemento nella terza riga denominato $m_{2,0}$ viene spostato a destra di 2 posizioni (4-2) passando dalla prima alla terza. Le righe sono assimilabili a liste circolari. In questo modo, ad esempio, il quarto elemento della terza riga denominato $m_{3,3}$ viene spostato di una posizione diventando il primo elemento della riga.

MixColumns

In questo caso si realizza una nuova sostituzione un pò più complessa rispetto alla precedente. L'operazione viene ripetuta per 4 volte (matrice 4x4) una per ciascuna colonna. Consideriamo la prima colonna:

$$\begin{bmatrix} m_0 \\ m_1 \\ m_2 \\ m_3 \end{bmatrix}$$

Essa viene interpretata come la sequenza di coefficienti di un polinomio di terzo grado come vediamo nella seguente espressione:

$$m(x) = m_3x^3 + m_2x^2 + m_1x + m_0$$

L'operazione da effettuare sulla colonna consiste nella moltiplicazione del polinomio risultante con un altro polinomio di grado tre $c(x)$ modulo $x^4 + 1$. Quindi:

$$c(x)^* \, m(x) \pmod{x^4 + 1}$$

dove $c(x)$ è così definito:

$$c(x) = c_3x^3 + c_2x^2 + c_1x + c_0 = 03x^3 + 01x^2 + 01x + 02$$

I coefficienti della $c(x)$ sono riportati in esadecimale. La trasformazione complessiva si può vedere come un cifrario a sostituzione polialfabetica con chiave conosciuta. Per chiarire, i cifrari a sostituzione monoalfabetica sono quelli basati su un unico alfabeto cifrante. In pratica il carattere in chiaro viene sostituito da un altro stabilito sulla base di un alfabeto opportunamente modificato (ad esempio effettuando una permutazione dell'alfabeto in chiaro). Avete presente il famoso "aneddoto cifrato" della Settimana Enigmistica? Ogni lettera viene sostituita da un numero. Un altro esempio è il cosiddetto cifrario di Cesare che non faceva altro che sostituire ciascuna lettera del messaggio con quella che nell'alfabeto la precede o la segue di un determinato numero di posizioni. La debolezza di questi sistemi nasce principalmente dal fatto che esiste una relazione piuttosto stretta tra alfabeto in chiaro e quello cifrato. In pratica ad una lettera del testo in chiaro corrisponde sempre una determinata lettera di quello cifrato. È chiaro che in questo caso la conoscenza di ciascuna lettera aumenta la possibilità di identificare le lettere mancanti. Nei cifrari poli-alfabetici, invece, questo non avviene perché non si usa un unico alfabeto cifrante ma diversi alfabeti che vengono utilizzati secondo una determinata sequenza definita attraverso la precisazione di una chiave. Quindi ad esempio ad una determinata lettera non si sostituisce sempre il medesimo carattere cifrato. In questo modo si toglie ai possibili curiosi

	00	10	20	30	40	50	60	70	80	90	A0	B0	C0	D0	E0	F0
00	63	7C	77	7B	F2	6B	6F	C5	30	01	67	2B	FE	D7	AB	76
01	CA	82	C9	7D	FA	59	47	F0	AD	D4	A2	AF	9C	A4	72	C0
02	B7	FD	93	26	36	3F	F7	CC	34	A5	E5	F1	71	D8	31	15
03	04	C7	23	C3	18	96	05	9A	07	12	80	E2	EB	27	B2	75
04	09	83	2C	1A	1B	6E	5A	A0	52	3B	D6	B3	29	E3	2F	84
05	53	D1	00	ED	20	FC	B1	5B	6A	CB	BE	39	4A	4C	58	CF
06	D0	EF	AA	FB	43	4D	33	85	45	F9	02	7F	50	3C	9F	A8
07	51	A3	40	8F	92	9D	38	F5	BC	B6	DA	21	10	FF	F3	D2
08	CD	0C	13	EC	5F	97	44	17	C4	A7	7E	3D	64	5D	19	73
09	60	81	4F	DC	22	2A	90	88	46	EE	B8	14	DE	5E	0B	DB
0A	E0	32	3A	0A	49	06	24	5C	C2	D3	AC	62	91	95	E4	79
0B	E7	C8	37	6D	8D	D5	4E	A9	6C	56	F4	EA	65	7A	AE	08
0C	BA	78	25	2E	1C	A6	B4	C6	E8	DD	74	1F	4B	BD	8B	8A
0D	70	3E	B5	66	48	03	F6	0E	61	35	57	B9	86	C1	1D	9E
0E	E1	F8	98	11	69	D9	8E	94	9B	1E	87	E9	CE	55	28	DF
0F	8C	A1	89	0D	BF	E6	42	68	41	99	2D	0F	B0	54	BB	16

Tabella 2: *Tabella di lookup (S-Table)*

la possibilità di effettuare una crittoanalisi basata sulla frequenza di ripetizione del medesimo carattere all'interno del testo o di una parola.
Nel prodotto tra i due polinomi il coefficiente per ciascuna x^i (con i = 0, 1, 2, 3) deve corrispondere alla somma dei prodotti $c_j * m_k$ che soddisfano la $j + k = i \bmod 4$ dove j,k = 0, 1, 2, 3. Per esempio il coefficiente per x^3 deve essere pari alla somma:

$$c_0\, m_3 + c_1\, m_2 + c_2\, m_1 + c_3\, m_0$$

perché
0+3 = 3 mod 4 = 3
1+2 = 3 mod 4 = 3
2+1 = 3 mod 4 = 3
3+0 = 3 mod 4 = 3

Se ripetiamo la medesima considerazione per tutti i coefficienti è possibile rappresentare la moltiplicazione polinomiale attraverso questa più semplice trasformazione:

$$\begin{bmatrix} t_0 \\ t_1 \\ t_2 \\ t_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_0 & C_3 & C_2 & C_1 \\ C_1 & C_0 & C_3 & C_2 \\ C_2 & C_1 & C_0 & C_3 \\ C_3 & C_2 & C_1 & C_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} m_0 \\ m_1 \\ m_2 \\ m_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 02 & 03 & 01 & 01 \\ 01 & 02 & 03 & 01 \\ 01 & 01 & 02 & 03 \\ 03 & 01 & 01 & 02 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} m_0 \\ m_1 \\ m_2 \\ m_3 \end{bmatrix}$$

L'implementazione lato firmware risulta più semplicemente una somma di prodotti ciascuno dei quali va a sostituire gli elementi delle varie colonne.

AddRoundKey

In questa funzione viene fatto un OR esclusivo tra ciascun byte della chiave segreta con ciascun byte del messaggio. La sequenza di bit della chiave cambia ad ogni round secondo uno schema predefinito. In questa implementazione la chiave viene resettata ogni 10 round. La chiave di decifratura, normalmente, è differente da quella di cifratura e deve essere caricata correttamente prima di provare a decifrare un file. Resettando la chiave possiamo utilizzare la medesima chiave segreta anche per la decifratura senza dover tenere in considerazione le modifiche effettuate alla stessa. Chiaramente si tratta di una semplificazione ma anche di uno spunto per quanti di voi hanno interesse a personalizzare il codice sorgente di questo progetto. Se consideriamo la matrice CHIAVE contenente la chiave segreta lo schema predefinito che ne modifica la sequenza di bit può essere riassunto in 3 passi fondamentali:

1. Si effettua un OR esclusivo tra la colonna 0 della matrice e il lookup della tabella S-Table relativo alla colonna 3 quindi la matrice diventa:

$$\begin{bmatrix} S\text{-}Table[K_{12}] & k_4 & k_8 & k_{12} \\ S\text{-}Table[K_{13}] & k_5 & k_9 & k_{13} \\ S\text{-}Table[K_{14}] & k_6 & k_{10} & k_{14} \\ S\text{-}Table[K_{15}] & k_7 & k_{11} & k_{15} \end{bmatrix}$$

2. Si effettua un OR esclusivo tra l'elemento con un valore particolare denominato Rcon. Esso viene definito attraverso un vettore calcolato attraverso la funzione XTime che incontreremo nel firmware sviluppato. Il suo valore iniziale è pari a 01h. Ogni volta che si entra in questa seconda fase il valore Rcon viene aggiornato attraverso la chiamata XTime(Rcon). Questa funzione per valori inferiori a 80h è equivalente ad una operazione di shift verso sinistra (una moltiplicazione per 2). Mentre per valori superiori o uguali a 80h sul valore shiftato viene effettuato un OR esclusivo con il valore 1Bh.
3. Si eseguono 3 OR esclusivi tra le colonne 1-0, 2-1 e 3-2.

Prima operazione di OR esclusivo tra la colonna 1 e la colonna 0:

k_4 XOR k_0
k_5 XOR k_1
k_6 XOR k_2
k_7 XOR k_3

Seconda operazione di OR esclusivo tra la colonna 2 e la colonna 1:

k_8 XOR k_4
k_9 XOR k_5
k_{10} XOR k_6
k_{11} XOR k_7

Terza operazione di OR esclusivo tra la colonna 3 e la colonna 2:

k_{12} XOR k_8
k_{13} XOR k_9
k_{14} XOR k_{10}
k_{15} XOR k_{11}

Dopo aver visto un pò di dettagli teorici sul modo in cui viene effettuata la cifratura con le funzioni coinvolte possiamo riassumere l'intera

procedura attraverso queste istruzioni:

```
AddRoundkey(MSG)
for (i=10; i>0; i--)
{
  SubstitutionBytes(MSG)
  ShiftRows(MSG)
  if (i!=1) then MixColums(MSG);
  AddRoundkey(MSG);
}
```

L'operazione di decifratura è chiaramente l'inverso della precedente, tutte le funzioni descritte sono invertibili. Ma passiamo a qualcosa di più pratico. Descriviamo dapprima i concetti alla base del disegno circuitale e del software/firmware utilizzati. Nella prossima puntata, invece, analizzeremo la costruzione del circuito vero e proprio descrivendo l'implementazione firmware e l'utilizzo del software.

IL DISEGNO CIRCUITALE

Già da diversi anni Microchip mette a disposizione dei progettisti alcuni microcontrollori con modulo USB integrato. Attualmente esiste un unica famiglia compatibile con la nuova versione USB 2.0 dotata di memoria flash (quindi molto più semplice da aggiornare) costituita da tre classi distinte per numero di pin disponibili: 18F2455/18F2550 a 28pin, 18F4455/18F4550 a 40pin o 44pin. In tutti questi chip il modulo integrato può essere utilizzato in full-speed (12Mbps) permettendo lo sviluppo di dispositivi che utilizzano anche transazioni bulk o sincrone. A noi interessa sviluppare un HID (Human Interface Device) che sfrutta esclusivamente transazioni basate su interrupt pertanto la nostra scelta è caduta sull'entry-level 18F2550. Tutta la complessità è concentrata nel firmware, il PIC deve acquisire i vari pacchetti a 16 byte dal bus cifrare quelli in chiaro e decifrare quelli "oscurati": niente di più. Anche lo spazio di memorizzazione non è tanto critico. L'algoritmo utilizza, infatti, alcune tabelle di lookup per i calcoli e 16 byte della memoria EEPROM per la chiave segreta. È chiaro che i 2Kbyte di RAM e i 256 byte di EEPROM di cui è dotato questo chip sono più che sufficienti per i nostri scopi. Per quanto riguarda le scelte nel disegno circuitale possiamo dire che sono state obbligate visto che esiste fondamentalmente un unica configurazione di base per l'utilizzo efficiente del modulo USB integrato. Come probabilmente ben sapete le due linee dati (D+, D-) del bus fanno capo ai pin RC5 e RC4. Per scegliere la modalità full-speed non è più necessario aggiungere neanche la resistenza di pull-up sulla linea D+ visto che questa nuova famiglia di chip (a differenza dei 16C745/746) integrano due pull-up attivabili attraverso un registro di configurazione (bit UPUEN di UCFG). Utilizziamo la modalità "Bus Power Only" pertanto una volta collegate le due linee dati si collegano le altre due linee di alimentazione a Vdd e Vss avendo l'accortezza di riservare una resistenza sul pin MCLR come avviene per tutti i PIC (altrimenti non si avvierà mai). È necessario prevedere un condensatore di filtro in entrata per evitare sbalzi repentini sulla tensione in ingresso soprattutto durante il processo delicato dell'enumerazione. Analogamente è necessario prevedere un piccolo condensatore su VUSB (pin 14 del PIC) per ragioni di stabilizzazione dell'alimentazione del transceiver interno. A questo punto bisogna dimensionare il quarzo per la generazione del segnale di clock. L'utilizzo del modulo USB in full-speed necessita di una frequenza interna di 48MHz facilmente raggiungibile attraverso il modulo PLL e il prescaler. Esistono diverse possibili configurazioni come potete osservare nelle tabelle incluse nei datasheet Microchip. Noi abbiamo scelto un quarzo a 20MHz sia per stabilità che per facile reperibilità. Vi rimandiamo al paragrafo sui dettagli costruttivi del circuito per vedere come effettivamente si raggiunge il limite di 48MHz. A questo punto il PIC in realtà è pronto a funzionare correttamente sul bus USB: servono in pratica 4 condensatori, una resistenza ed un connettore per il bus (tipo B femmina ma si può anche usare un tipo A). La configurazione di base si raggiunge facilmente. Se il discorso hardware è piuttosto semplice altra cosa è quello firmware. Un dispositivo USB necessita, infatti, di una serie di strutture informative dette descrittori che sono essenziali per il suo funzionamento. Senza tali strutture il processo di enumerazione non può avvenire e quindi l'host non può riconoscere il dispositivo che, quindi, rimane isolato. Ricordiamo, infatti, che la comunicazione sul bus USB avviene tra host e dispositivo terminale ma è sempre centrata sull'host. Pertanto, se questo non riconosce il dispositivo è impossibile far funzionare il sistema in maniera alternativa. I descrittori,

inoltre, sono fondamentali per la configurazione degli endpoint. Il sistema USB vede ogni dispositivo come un insieme di endpoint che si possono considerare come degli oggetti indipendenti l'uno dall'altro in grado di trasmettere o ricevere dati o informazioni di controllo attraverso un canale di comunicazione detto "pipe". In pratica, gli endpoints costituiscono le interfacce verso le funzioni che il dispositivo offre. Inoltre le interfacce compongono dal punto di vista logico delle modalità di configurazione per cui un dispositivo potrà avere diversi modi di funzionamento. Dalla parte host ad ogni endpoint si associa un buffer di memoria che il software client utilizza per trasmettere e ricevere a sua volta i dati dal dispositivo. Quindi, dal punto di vista logico tutta la comunicazione USB avviene tra un buffer ed un endpoint attraverso una pipe. Gli endpoint ed i buffer sono in pratica gli estremi del flusso di comunicazione tra un host ed un dispositivo USB. Nel firmware e nel software si utilizzano esclusivamente questi due oggetti per trasferire dati da una parte all'altra. Non ci illudiamo di aver esaurito l'argomento con queste poche frasi che servono soltanto per introdurre alcuni concetti di base per coloro che non hanno mai sentito parlare di comunicazione su bus USB.

Figura 2 *Ecco come appare ad occhi indiscreti un semplice file di testo crittografato con la chiave Cripto-PIC*

FIRMWARE/SOFTWARE: L'IDEA

Esistono diverse possibilità di sviluppo su PIC18F2550. Microchip offre un framework assembly ed uno C18. La micro-Engineering Labs Inc. mette a disposizione le interfacce in PIC-Basic verso il nucleo di procedure presentate dall'azienda produttrice e così via. Noi abbiamo scelto il framework in C18 sia perché rappresenta l'ultimo nato in casa Microchip sia perché offre a quanti lavorano nel settore dello sviluppo firmware un nuovo punto di vista per quanto riguarda gli ambienti di sviluppo. Il C18 rappresenta un ottimo esempio di sviluppo professionale per PIC. Tale linguaggio infatti è compatibile con il C ANSI89 e pertanto permette di sviluppare firmware facendo uso di una sintassi decisamente semplice e molto conosciuta nell'ambiente informatico. Il compilatore in questione permette di generare un codice ottimizzato per l'uso sulla classe PIC18 raggiungendo delle performance simili a quelle che si avrebbero attraverso lo sviluppo in assembler. Il framework si compone di una serie di files organizzati in diverse cartelle che permettono uno sviluppo relativamente semplice di un progetto firmware che coinvolga l'interfaccia USB. I requisiti minimi per utilizzarlo efficacemente è possedere l'ambiente di sviluppo MPLAB IDE con una versione uguale o superiore alla 6.62 ed il compilatore MPLAB C18 sempre con versione uguale o superiore alla 2.30.01. Entrambe i pacchetti sono scaricabili dal sito della Microchip. L'ambiente è completamente gratuito mentre il compilatore è disponibile in una versione trial (Student Edition) che è comunque più che sufficiente per la sperimentazione. Diamo soltanto una descrizione generale della struttura affinché possiate orientarvi nell'analisi del firmware che faremo nel prossimo numero. La struttura è costituita principalmente dalle seguenti sotto-directory:

_output: cartella che conterrà i file generati al termine dell'operazione di compilazione.
autofiles: contiene i descrittori e i file generali di configurazione.
system: contiene il firmware Microchip che implementa le funzioni di comunicazioni ed inizializzazione del modulo USB del PIC.
user: contiene il nostro firmware che implementa le funzioni che vogliamo veder realizzate dal dispositivo.

La cartella autofiles include tre archivi molto importanti:

1. usbcfg.h (configurazioni generali)
2. usbdsc.c (descrittori)
3. usbdsc.h (header dei descrittori)

Tutte le tabelle dei descrittori di cui abbiamo parlato nel precedente paragrafo sono incluse nel file del punto 2, mentre le configurazioni necessarie all'attivazione del full-speed, pull-up ecc. sono inserite nel file al punto 1.
Per quanto riguarda il software abbiamo realizzato un piccolo programma Win32 sia per controllare la programmazione della chiave segreta e le funzioni di cifratura/decifratura sia per dare all'utente la possibilità di trasmettere via email o FTP i file cifrati. Risulterebbe, infatti, poco utile ed interessante effettuare soltanto esperimenti di cifratura/decifratura sul proprio PC. Per quanto riguarda l'ambiente di programmazione abbiamo utilizzato il RAD Delphi divenuto ora Borland Developer Studio con l'integrazione del framework .NET. Non si tratta chiaramente di una scelta obbligata visto che esistono molti ambienti differenti che offrono componenti validi per l'interfacciamento sul bus USB. Quello che ci ha fatto propendere verso questa soluzione è la realtà del JEDI acronimo di "Joint Endeavour of Delphi Innovators". Si tratta di una comunità internazionale composta da migliaia di sviluppatori Delphi che ha come scopo quello di diffondere l'utilizzo di questo ambiente di sviluppo e del suo fratello minore Kylix. L'idea nasce un venerdì pomeriggio con la pubblicazione sulla "COBB Delphi Developers mailing list" di un messaggio nel quale ci si chiedeva che cosa si poteva fare per rendere disponibili le nuove API (Application Program Interfaces) nell'ambiente Borland. Dopo un paio di settimane nasce il sito ufficiale con una prima traduzione dei header C in unità, classi e componenti direttamente disponibili per lo sviluppo Delphi. La cosa nel corso degli anni si è evoluta sempre più grazie al contributo di moltissimi sviluppatori in tutto il mondo tant'è che oggi risultano disponibili molti componenti ed esempi di programmazione utili per lo sviluppo di applicativi che richiamano direttamente le funzionalità API. Se facciamo qualche ricerca nel codice reso disponibile al link www.jedi-delphi.org troviamo un interessante componente chiamato HidController. E' stato sviluppato da Robert Marquardt un programmatore tedesco che ha ricoperto il ruolo di direttore del progetto per diverso tempo. Il componente può essere facilmente integrato nella VCL di Delphi attraverso il file package (.dpk) incluso nell'archivio scaricato. L'idea di realizzare un eseguibile Win32 a se stante nasce dal fatto che volevamo creare un applicativo utilizzabile su tutti i sistemi Microsoft (a partire da WIN98SE) senza la necessità di distribuire un run-time, librerie di supporto e quindi obbligare l'utente ad effettuare una procedura di installazione ad ogni utilizzo su un PC diverso. Il risultato è un programma che si può avviare tranquillamente da una chiavetta USB e non lascia traccia visibile sul PC. L'oggetto principale messo a disposizione dal componente si chiama TJvHidDeviceController. Esso gestisce un insieme di altri oggetti chiamati TjvHidDevice ognuno dei quali rappresenta un dispositivo HID presente sul nostro PC. In pratica per ogni HID che viene collegato alle porte USB del sistema il controller crea un oggetto TjvHidDevice. La rete di dispositivi viene gestita attraverso una lista. Nel momento in cui scolleghiamo un dispositivo l'oggetto relativo non viene distrutto ma si aggiorna il suo stato che passa da collegato a scollegato. In questo modo si ha un controllo completo su tutte le periferiche che dovranno comunicare sul bus USB. Non è necessario, quindi utilizzare più oggetti controller nello stesso progetto. Per la nostra chiave abbiamo utilizzato proprio un TjyHidDevice che rende disponibile un interfaccia verso una libreria dinamica integrata nell'ambiente Windows chiamata hid.dll contenente tutte le API necessarie alla comunicazione. Naturalmente, la libreria si appoggia ad un class driver, anch'esso distribuito con il sistema chiamato hidusb.sys. In questo modo non dobbiamo preoccuparci di sviluppare anche il codice da eseguire a Ring0 (vedi architettura dei microprocessori Intel).
Dopo questa introduzione alle idee e le scelte che hanno portato al disegno circuitale e al firmware/software definitivi vi diamo appuntamento alla prossima puntata dove affronteremo la costruzione vera e propria del circuito ed analizzeremo nel dettaglio lo sviluppo firmware e l'utilizzo complessivo con il software incluso. Alla prossima.

Codice MIP257018

DANNAZIONE! La bolletta dell'elettricità è mostruosa!

HEY! Il mio cellulare è morto! E l'ho caricato questa mattina!

Anche il mio portatile! Devo assolutamente ricaricarlo!

HA HA HA HA HA HA HA HA HA...

Continua con il tuo eccellente lavoro, mio piccolo aiutante

ASSORBI tutta l'energia! Porta le tenebre d'acciaio e rendimi più forte!

Visione mostruosa, ! Wasteman!

HA HA HA HA

Cosa! Chi...?

AVR-MAN! Non capisci! Uniamoci e insieme controlleremo tutto! Riesci a immaginare la potenza che potremmo divorare?!

SMACK!

Con tutti gli avidi spreconi che girano per il pianeta,

devo combattere l'abuso di energia preziosa!

Si! grazie AVR-man!

Non abbiate più timori! La microtecnologia AVR ridurrà enormemente il consumo di energia!

Tieni ALTA LA GUARDIA

COMBATTI LO SPRECO DI ENERGIA!

AVR picoPower™

Microcontroller picoPower AVR

Per soddisfare le stringenti specifiche imposte ai moderni microcontroller, Atmel® ha concentrato 10 anni di ricerca e sviluppo nel campo della riduzione di consumi all'interno della tecnologia picoPower per microcontroller AVR®. picoPower permette ad AVR di offrire i consumi più bassi dell'industria: solo 650nA con contatore real time funzionante e 100nA in modalità deep sleep.

Cosa può fare AVR picoPower per i vostri progetti?

- Tensione di alimentazione reale di 1.8V con abilitazione di tutte le dotazioni. Tensione di core anche inferiore a 1.8
- Correnti di perdita minime: consumo inferiore a 100 nA in modalità Power Down
- Rilevatore di brown-out dormiente per una protezione totale senza consumi di energia
- Oscillatori al cristallo a 32 kHz con consumi ultra ridotti funzionanti con solo 650 nA

Codice MIP 257027

For more information, check out www.atmel.com/ad/picopower

Everywhere You Are®

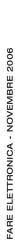
Caricabatterie tampone

Semplice circuito che permetterà alla vostra motocicletta, come pure alla spider d'epoca che tenete in garage, di essere sempre pronta anche se non utilizzata da tempo. Il circuito è anche un ottimo caricabatteria tampone per allarme, gruppi di continuità e quant'altro vorrete.

Molti di voi, possessori di moto, avranno passato il calvario di dover caricare la batteria della moto almeno una volta ogni due mesi, oppure per caricare la stessa vi siete sobbarcati una bella gita in moto di alcune ore nel freddo di gennaio; i più pigri si arrabbiano puntualmente quando, dopo mesi la moto non da segni di vita… allora si interpella il meccanico di fiducia, magari di sabato, che porti una nuova batteria…

Tutto tempo e denari sprecati: un piccolo alimentatore tampone avrebbe risolto ogni problema. In commercio ne esistono parecchi, quelli consigliati o ancor più marcati dalla stessa ditta costruttrice della moto, acquistabili come accessori costano un patrimonio e, a ben vedere, all'interno sono piuttosto scarni, per non dire quasi del tutto privi di elettronica. I prodotti consumer vanno bene, spesso sono poco potenti e non ben stabilizzati. La stabilizzazione, la protezione in corrente è davvero importante nella carica tampone degli accumulatori piombo trazione; un cattivo circuito posto in carica tampone, ovvero carica continua per tempo indeterminato potrebbe seccare gli elementi ad acqua distillata della batteria e nei tipi a DRY cristallizzare il gel interno. Al contrario per questo tipo di carica non si possono utilizzare i classici caricabatteria per auto che con la loro notevole erogazione in Amper e tensione piuttosto mal stabilizzata si rivelerebbero dei veri "grill" per la batteria portandola alla veloce distruzione. Molto meno pericoloso sarebbe connettere la batteria ad un semplice alimentatore DC con integrato tre piedini tipo 78XX in modo da avere in uscita tensione stabilizzata tale da caricare al meglio gli elementi ma non farli arrostire e corrente limitata non oltre l'Amper. Ancor meglio sarebbe prevedere un circuito che protegga alimentatore e batteria da erronee inserzioni a polarità invertita e, magari, una protezione in corrente, vuoi mai che la batteria fosse in cortocircuito… Ebbene tutto questo è nell'alimentatore per caricabatteria che ci accingiamo a costruire. Inoltre ho previsto un commutatore a tre posizioni che permetta la carica di accumulatori da 2, da 6 o da 12V. Come potete vedere dalle figure il circuito è molto compatto e di facilissima realizzazione sempre che si operi con cura e meticolosità. Ricordo a questo proposito che i circuiti alimentati da tensione di rete possono essere privi di terra, ovvero con cordone di rete bipolare solo se il contenitore è di tipo plastico e tutti i controlli e quant'altro non abbiano parti metalliche, il trasformatore deve essere del tipo CE a doppio isolamento, tutti cavi di rete a doppia guaina ed il fusibile del tipo protetto. Al contrario occorre connessione di terra e contenitore posto allo stesso potenziale, se metallico. I cavi di rete o ad essa connessi debbono essere distanziati almeno due centimetri da connessioni di uscita e bassa tensione.

SCHEMA ELETTRICO

Il circuito di figura 1 è molto semplice: utilizzeremo un trasformatore 230V al primario e secondario 0\4\8\15V di potenza 8÷10W, commuteremo le sue uscite mediante lo switch S1 in modo di alimentare il circuito sempre con tensione appropriata, non troppo alta, in modo da limitare la dissipazione su IC1. Raddrizziamo la tensione con i diodi D1, D2, D3 e D4, filtriamo con C1 e C2 quindi

per auto e moto

di Andrea Marani

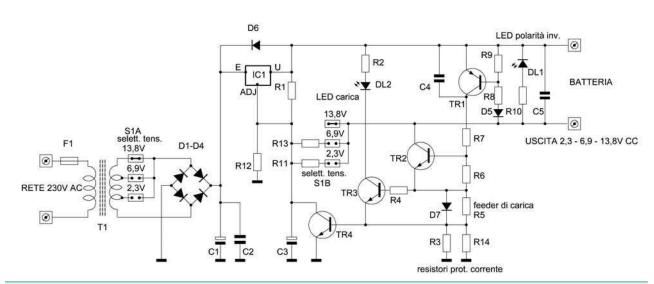



Figura 1 *Schema elettrico del caricabatteria tampone*

regoliamo la tensione in uscita con IC1. Anche l'integrato è connesso ad una sezione dello switch S1 in modo da poter predisporre tre tensioni ben definite all'uscita: 2,3V 6,9V e 13,8V per avere massima flessibilità di utilizzo del caricabatteria. Il diodo D6 protegge il transistor finale interno al circuito regolatore di tensione. Fin qui nulla di che, visto che l'integrato IC1 è di per se già autoprotetto, però ci potrebbe venire utile una spia che monitorizzi la funzione di carica ed allo stesso tempo un circuito esterno di protezione, è meglio stare sempre dalla parte dei bottoni! Per avere contemporaneamente un sensore che indichi se la batteria preleva corrente e una protezione in corrente per la stessa, occorre inserire in serie, intendo alla linea negativa, una resistenza, in questo caso R3 e R14 in parallelo, sulla quale campionare la caduta di tensione, ossia il valore di tensione positivo tra un suo capo e la massa. Il transistor TR4 cortocircuiterà C3 quindi il pin di controllo di IC1 verso massa se si superasse una caduta di tensione ai capi dei resistori di carico, ciò preserva la batteria da extracorrenti di carica e pure lo stesso integrato. Altra funzione destinata per i restanti transistori che tramite D7 e R5 "feeder di carica" pilota TR3 accendendo il led DL2. TR1 eroga la corrente iniziale per il pilotaggio di TR2. Il led DL1 indica la erronea polarità di batteria. In questo caso IC1 protegge portando a zero la V out e non accade alcun guaio. Il circuito così predisposto può essere utilizzato da modellisti , in laboratorio o per uso trazione. Le notevoli protezioni e controlli ne rendono sicuro il funzionamento "no stop".

ISTRUZIONI DI MONTAGGIO

Predisponiamo una basetta circuito stampato in vetronite o resina fenolica antifiamma, quindi, con bromografo effettuiamo tutto il lavoro di fotoincisione e in seguito il bagno in percloruro ferrico. A lavoro ultimato spruzzate abbondantemente solder trasparente, quello che permette la saldatura delle piste e volatizza al contatto del saldatore, quindi montate tutti i resistori, anche quelli in serie al negativo, un poco più grossi, poi il commutatore e gli elettrolitici, infine i componenti attivi ed i led. Ricordate di dissipare IC1 e TR4 con piccole alette ad "U" distinte ed isolate tra loro. Effettuate ora i collegamenti con il trasformatore, quindi racchiudete tutto in un contenitore plastico areato dal quale fuoriusciranno i cavi da connettere alla batteria e alla rete 230V.

Figura 2 Circuito stampato scala 1:1 (lato rame)

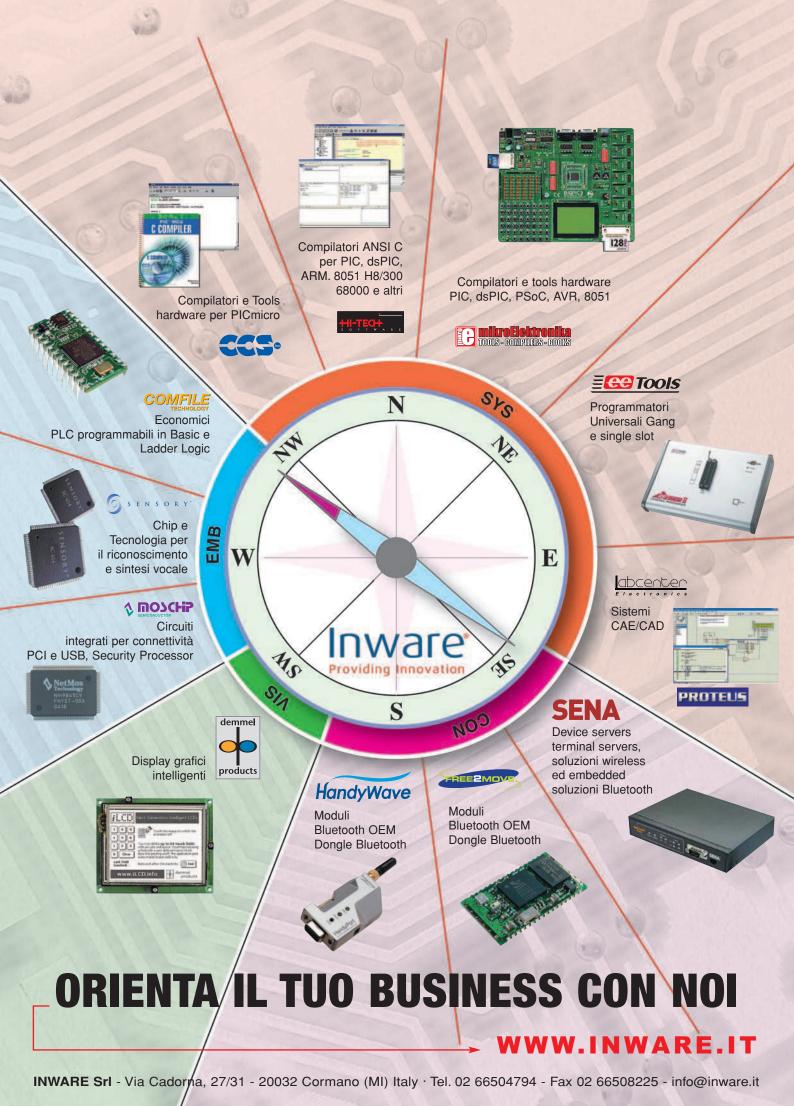
Figura 3 Piano di montaggio

Elenco componenti	
R1, R11	220 Ω 1\4 W
R2	820 Ω 1\4 W
R3, R14	1,8 Ω 1\2 W
R4	1 K Ω 1\4 W
R5	22 Ω 1\4 W
R6	15 KΩ 1\4 W
R7, R9	4,7 KΩ 1\4 W
R8	3,9 KΩ 1\4 W
R10	470 Ω 1\4 W
R12	2,4 KΩ 1\4 W
R13	2,2 KΩ 1\4 W
C1	2200 µF 25 V elettrolitico
C2, C5	100 nF 50 V ceramico
C3	1 µF 25 V elettrolitico
C4	10 nF 50 V ceramico
D1-D5	1N4002
D6	1N4148
D7	1N4002
DL1	LED rosso
DL2	LED verde
IC1	LM317T
TR1	C9012 (equivalente BC327)
TR2, TR3	C8050 (equivalente BC337)
TR4	BD677
SW1	Comm. lineare 3 posizioni due vie
T1	Trasf. 8-10 W 230 V - 0\4\8\15 V
F1	Fusibile 0,25 A

Figura 4 Prototipo montato

COLLAUDO DEL CARICABATTERIA

Senza connettere l'alimentazione di rete collegate la batteria in modo errato, ossia con polarità invertita, al caricabatteria. Dovrà in tutti i modi accendersi DL1, anche ad alimentazione sconnessa. Sempre che la batteria non sia completamente scarica. Disconnettete la batteria e date tensione di rete. Nessun led sarà acceso ma non appena collegherete la batteria in modo corretto ai cavi di uscita il led verde brillerà. Ciò indicherà la carica tampone della stessa. Ricordate preventivamente di settare S1 per il valore di V out adatto alla batteria connessa. Durante il funzionamento il circuito scalda ma non in maniera eccessiva. Ricordate sempre il fusibile in serie alla alimentazione di rete e di utilizzare trasformatori doppio isolamento con temofusibile interno all'avvolgimento come da prescrizioni di legge. Qualora vi servissero differenti valori di tensione ai capi di batteria, ad esempio i 14,4 - 15V per gli elementi piombo acqua distillata potrete modificare il valore di R12 aumentandola di 270 Ohm. Questo apparecchio è nato per mantenere ottima la carica degli accumulatori, specie per auto e moto, non per carica rapida, non è perciò adatto a caricare elementi per modellismo in modalità "fast" o caricare accumulatori del tutto scarichi. Si tratta di un mantenimento e non di un "charger" vero e proprio. Buon divertimento!

Codice MIP257028

Titanic

Un grande display a 7 segmenti (15x9 cm) visibile a grande distanza ed adattabile a qualsiasi tipo di circuito. Realizziamolo con poca fatica e grande soddisfazione.

Il display a 7 segmenti è un componente molto comune. Un piccolo chip capace di mostrare, tramite alcune barrette luminose, tutte le cifre decimali (0÷9) e qualche lettera dell'alfabeto. Esistono in commercio varie tipologie, secondo le dimensioni ed i collegamenti.

Internamente esso è formato da otto diodi led (di cui sette formano i segmenti e uno forma il punto decimale). Ogni segmento è codificato attraverso una lettera dell'alfabeto che ne determina la posizione ed il nome (figura 1).

Per il pilotaggio di ogni segmento è sufficiente far scorrere una piccola corrente compresa tra 5mA e 40mA attraverso una resistenza di limitazione, opportunamente calcolata in base alla sorgente di alimentazione.

A seconda del tipo di collegamento interno dei diodi i display si dividono in due famiglie:

- Display ad **anodo** comune
- Display a **catodo** comune

Nel primo modello, tutti gli anodi dei diodi sono collegati tra loro e vanno connessi al positivo dell'alimentazione. Per il pilotaggio delle cifre occorre portare a massa i vari terminali, attraverso opportune resistenze di limitazione.

Nel secondo modello invece tutti i catodi sono collegati tra loro e per l'illuminazione dei segmenti occorre unire i vari terminali al positivo, attraverso le stesse resistenze ed il terminale comune alla massa del circuito.

Sul mercato si trovano modelli che hanno un'altezza delle cifre di 7,6 mm, 14,1 mm e 20 mm. Naturalmente, a seconda del costruttore, si possono trovare sul mercato anche display di dimensioni e forma differenti.

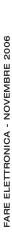
A seconda dell'efficienza (e quindi del consumo) del display esistono i modelli a bassa corrente o ad "Alta efficienza", consentono pertanto di ricoprire qualsiasi tipo di esigenza, coprendo un range di luminosità da 2000ucd/10mA sino a 5000ucd/10ma.

Sul mercato è possibile trovare display di diversi colori, i più comuni sono: rosso, verde, arancio e blu.

TITANIC DISPLAY

Il circuito proposto non è dotato di una decodifica autonoma. Questo vuol dire che per il pilotaggio e l'illuminazione dei segmenti occorre applicare una piccola corrente direttamente sul terminale desiderato, come per un normale display.

Il suo scopo è naturalmente quello di visualizzare numeri e lettere, con conseguente aumento della visibilità e della distanza utile, grazie proprio alle sue ampie dimensioni.

La principale particolarità risiede nel fatto che l'uso con altri circuiti avviene senza alcuna modifica degli stessi. Questo circuito può infatti essere connesso direttamente a tutti i prototipi che già, inizialmente, prevedono l'utilizzo di un display a 7 segmenti.

display

di Giovanni Di Maria

Naturalmente nulla vieta di realizzare più copie dello stesso, in modo da ottenere un multi display per la visualizzazione di più cifre.
Fisicamente il circuito si presenta come una grande basetta standard su cui i diodi led compongono i vari segmenti:

- Dimensioni esterne: 16 x 10 cm
- Dimensioni digit: 15 x 9 cm
- Dimensioni segmento: 4,5 x 1,3 cm
- Alimentazione: 8 – 15 Volt (consigliati 12)
- Assorbimento di un segmento a 12 V: 85 mA
- Assorbimento totale a 12 V: 600 mA
- Corrente necessaria al transistor per il pilotaggio del segmento: 1 mA
- Impedenza d'ingresso per i segnali di pilotaggio: circa 5 Kohm.

SCHEMA ELETTRICO

In figura 2 è riportato lo schema elettrico completo. Il sistema è composto da sette identici moduli, ognuno dei quali si occupa di un determinato segmento. L'elemento che controlla l'illuminazione è il transistor di potenza BD441 (o suo equivalente). Esso lavora solo in regime di interdizione e di saturazione (ma non in zona lineare) pertanto funge da semplice interruttore. Il segnale di ingresso deve essere reso disponibile al morsetto P3: il suo livello di tensione può essere compreso tra 3 V e 12 V rispetto a massa; l'importante è che riesca ad assicurare una corrente di almeno 1 mA. La corrente pilota la base del transistor attraverso la resistenza di limitazione R18 di 4,7 Kohm. Se il segnale è sufficiente per portarlo in saturazione, il circuito si chiude e i dieci diodi led si illuminano.
Se invece la base non riceve alcun segnale, o meglio

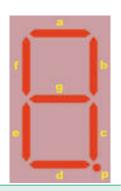



Figura 1 Disposizione dei segmenti in un display

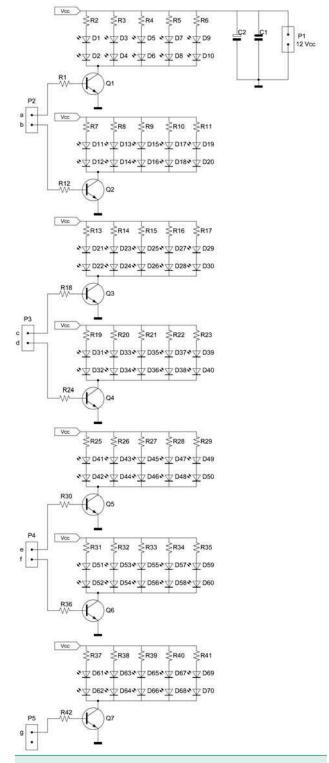



Figura 2 Schema elettrico del Titanic Display

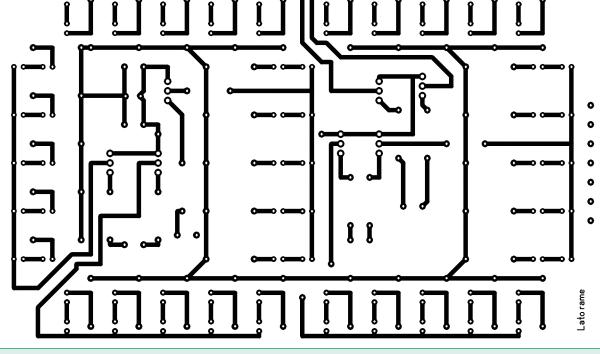



Figura 3 *Circuito stampato scala 1:1 (lato rame)*

ancora se è collegata a massa, il transistor viene a trovarsi in stato di interdizione: nessuna corrente attraversa il circuito e il segmento resta spento. La funzionalità di ogni segmento è suddivisa in cinque celle per ripartire al meglio la corrente: infatti 85 mA non sono molti, ma potrebbero riscaldare leggermente i componenti (specialmente le resistenze). Il funzionamento descritto è identico per tutti gli altri segmenti del circuito.

Figura 4 *Piano di montaggio*

Elenco componenti	
C1	100 nF poliestere
C2	10 µF 50 V elettrolitico
D1÷D70	Diodi Led rossi
P1÷P5	Morsetti da c.s.
Q1÷Q7	Transistor di potenza BD441 o equivalente
R2÷R11, R13÷R17, R19÷R23, R25÷R29, R31÷R35, R37÷R41	Resistenze 470 Ω 1/2 W
R1, R12, R18, R24, R30, R36, R42	Resistenze 4,7 KΩ 1/2 W

REALIZZAZIONE PRATICA

La realizzazione del Titanic Display non presenta particolari difficoltà. Una volta realizzato il circuito stampato, con la tecnica che ritenete più idonea, iniziate a saldare i quattro ponticelli di connessione che possono essere realizzati utilizzando i reofori delle resistenze oppure alcuni piccoli spezzoni di filo di rame nudo rigido. Passate quindi a collocare le resistenze. Non hanno polarità, ma se rispettate un orientamento per i colori anche la parte estetica ne gioverà molto. Nella saldatura dei diodi LED si dovrà prestare molta attenzione alle tacche di riferimento in quanto, sul circuito, non sono tutti orientati allo stesso modo. Proseguite quindi con i condensatori ed i morsetti. Concludete con la saldatura dei transistor di potenza, curando la corretta collocazione, pena il non funzionamento dell'intero circuito. Infine nascondete i fili dietro il circuito stampato utilizzando i fori in prossimità dei morsetti, così come visbile in figura 8. La figura 4 illustra la disposizione finale dei componenti sulla basetta.

CONNESSIONI

Seguendo lo schema della figura 5 sarà molto semplice collegare il Titanic Display ad altri circuiti esterni. Collegate l'alimentazione al circuito e, applicando un piccolo segnale ad un qualsiasi ingresso, il segmento relativo dovrebbe illuminarsi immediatamente (basta addirittura toccarlo con un dito umido).

DIMENSIONAMENTO DEL CIRCUITO

Ecco la parte didattica in cui verranno illustrate le operazioni necessarie che portano alla determinazione del valore dei componenti ed il calcolo dei punti di lavoro.

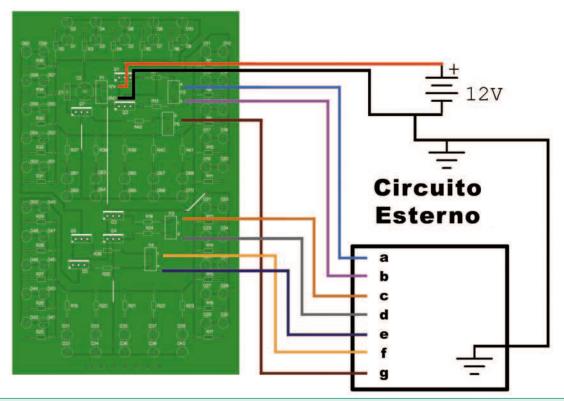



Figura 5 Connessioni del circuito

Vcc
12V.
4V.
2V.
0V.
85 mA

Figura 6 Tensioni di lavoro (segmento acceso)

Primo caso: segmento spento

Quando un segmento è spento nessuna corrente attraversa il collettore del transistor. Infatti la base, trovandosi al potenziale di massa, non determina lo stato di saturazione. Naturalmente questa è la condizione in cui il circuito dissipa la minima potenza.

Secondo caso: segmento acceso

In questa caso la base del transistor, attraverso la resistenza di polarizzazione da 4700 ohm, si trova decisamente in stato di saturazione. I diodi led (10 per segmento) sono illuminati. Il collettore è attraversato da una corrente di circa 85 mA. La figura 6 mostra le tensioni di lavoro in caso di polarizzazione diretta della base del transistor. In questa condizione esso si comporta come un interruttore chiuso, facendo scorrere la corrente necessaria per l'illuminazione dei diodi led. Questi, avendo una caduta di tensione di circa due volt, assicurano, grazie anche alla resistenza di 470 ohm, un passaggio di circa 17 mA per linea. Pertanto l'intero segmento assorbe 85 mA. Per assicurare questo flusso di corrente, il transistor (con beta di circa 140) necessita di una corrente di base di almeno 0,6 mA (85mA : 140). Grazie alla resistenza di base, opportunamente calcolata, tale corrente supera abbondantemente questa soglia e permette una netta saturazione. Per la precisione essa ammonta a circa 2,4 mA (12-0,7 : 4700).

Figura 7 Prototipo del Titanic Display in confronto a display standard e led

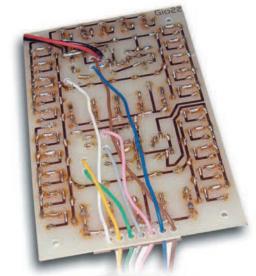



Figura 8 Ecco come nascondere le connessioni al Titanic Display

CONCLUSIONI

Spesso può essere molto utile poter disporre di display giganti, specialmente quando occorre visualizzare al pubblico, ad una certa distanza, i risultati provenienti dalle proprie apparecchiature. Ecco quindi che il Titanic Display trova utili applicazioni con l'abbinamento a termometri digitali, orologi, conta-persone e altro.
Ribadiamo infine che il *Titanic Display* è esclusivamente un'unità di visualizzazione e che quindi non dispone di propria intelligenza, occorre quindi collegarlo ad altri circuiti che utilizzano un segnale con decodifica a sette segmenti.

Codice MIP 250032

Prima parte
n° 257 - Novembre 2006
Descrizione del progetto

Seconda parte
n° 258 - Dicembre 2006
Presentazione del circuito

Terza parte
n° 259 - Gennaio 2007
Assemblaggio finale

SPECIALE COSTRUIRE HI-FI

Amplificatore valvolare "Kristal"

Nel numero precedente di Fare Elettronica, a conclusione della seconda puntata del ciclo dedicato ad illustrare la tecnica delle amplificazioni di tipo monotriodo, vi avevamo preannunciato la presentazione di un kit di amplificatore concepito secondo questa tradizionale topologia, ma opportunamente elaborato in modo da coniugare un suono incredibilmente puro e naturale con un costo invero assai contenuto non solo in rapporto a quello degli apparecchi equivalenti di produzione commerciale, ma anche a quello della maggioranza delle proposte di kit similari.

Il progetto che presentiamo in queste pagine è caratterizzato da requisiti davvero ambiziosi:
- prestazioni di livello High End;
- massima semplicità realizzativa;
- facile reperibilità dei componenti;
- rapporto costo-prestazioni eccezionale;
- taratura semplice e ridotta all'essenziale: nessuna strumentazione particolare necessaria per la messa a punto (è sufficiente il solo tester);
- possibilità di successivi upgrade che non solo non stravolgono l'estetica, ma neppure gli investimenti ed il lavoro di realizzazione già eseguito.

Il montaggio di questo amplificatore non è per nulla complesso, ma, rispetto ad altri prodotti per audio, meno sofisticati e soprattutto equipaggiati con i semiconduttori e non con i tubi a vuoto che con le loro alte impedenze rendono critici i percorsi delle connessioni, richiederebbe una discreta esperienza da parte dell'autocostruttore che volesse cimentarsi nella realizzazione. Noi però, allo scopo di evitare che il kit risulti essere ad esclusivo appannaggio di una minoranza già esperta, abbiamo provveduto ad una meticolosa ingegnerizzazione del progetto: consigli e soprattutto disegni pratici della disposizione dei componenti e dei fili di connessione renderanno assolutamente certi i risultati per tutti: la sola competenza richiesta è quella relativa alla capacità di eseguire saldature a regola d'arte. La descrizione di questo kit prenderà lo spazio di alcune puntate: in questa prima analizzeremo il perché di alcune scelte tecniche, in buona parte inedite, adottate per raggiungere l'obiettivo di coniugare prestazioni e costi, mentre, a partire già dalla prossima, il taglio sarà più pratico, riservando tutto lo spazio necessario all'esposizione dei dettagli costruttivi, anche i più minuti ed apparentemente meno significativi.

PREMESSA

Scopo di questo progetto, dunque, è quello di ottenere prestazioni analoghe a quelle del circuito monotriodo tradizionale, o, laddove possibile, anche migliori, con costi nettamente più contenuti. Il punto di partenza per le nostre considerazioni è lo schema originario del classico monotriodo, riportato in figura 1 dove manca il solo circuito di alimentazione, in genere realizzato con una raddrizzatrice biplacca (scelta importante per l'ottenimento di un suono ottimale) ed una o più celle di filtro a p

Descrizione del progetto

di Fulvio Chiappetta

greca di tipo LC. Per un oculato contenimento dei costi, abbiamo innanzi tutto verificato la possibilità di adottare alternative economiche alla componentistica originaria, modificando di conseguenza il circuito, senza snaturarlo e comprometterne, in alcun modo, le prestazioni. A tale scopo abbiamo concentrato la nostra attenzione sui componenti principali, ritenuti tali per due motivi: perché importanti per il suono, perché importanti per il costo; poiché in un buon progetto di amplificatore di potenza, si parte dalla fine (uscita) per procedere piano piano a ritroso, fino a giungere all'inizio, essi, elencati nell'ordine più opportuno, sono:

- trasformatore di uscita;
- valvola di potenza.

Dedichiamo dunque il paragrafo seguente all'esame funzionale del trasformatore di uscita.

Figura 1 Schema elettrico del classico monotriodo, punto di partenza per le nostre considerazioni; è qui riportato il solo stadio di amplificazione: manca il circuito di alimentazione, realizzato con una raddrizzatrice biplacca e una cella di filtro a p greca

IL TRASFORMATORE DI USCITA

L'obiettivo che ci poniamo è quello di realizzare, per il trasformatore di uscita, l'entourage per un funzionamento ottimale; lo scopo di ciò è ovvio: se il componente lavora nelle migliori condizioni possibili, anche un prodotto di fascia media, non top, può consentire il raggiungimento di prestazioni high end. Inoltre, nel caso di impiego di un componente davvero notevole, la circuitazione studiata per il miglior sfruttamento delle sue prestazioni, non potrebbe che esaltarne le già ottime caratteristiche.

Il fondamentale requisito che il trasformatore d'uscita richiede al circuito, per essere posto nelle migliori condizioni di funzionamento possibili, è eminentemente il seguente: il pilotaggio del trasformatore è bene avvenga a bassa impedenza (vedremo nel seguito con quale parametro l'impedenza di pilotaggio va confrontata per poterla ritenere tale).

Forniamo ora qualche breve cenno di teoria a supporto e giustificazione del precedente asserto. Se al primario di un trasformatore applichiamo una differenza di potenziale alternativo, questa determinerà una corrente sempre nel primario pure essa alternativa, che produrrà a sua volta un campo magnetizzante (sempre alternativo) nel nucleo di ferro del trasformatore. A questo campo, che indichiamo con H, corrisponderà un flusso magnetico (a campo alternativo corrisponde ovviamente un flusso pure esso alternativo) la cui densità, che indicheremo con B, in primissima approssimazione linearmente proporzionale a H, determinerà, con le sue variazioni

Figura 2 *Grafico che mostra la relazione tra B e H; essa è approssimabile ad una retta solo in un breve tratto nell’intorno dell’origine, oltrepassato il quale si hanno marcati fenomeni di saturazione. Per semplicità espositiva abbiamo volutamente trascurato il fenomeno dell’isteresi magnetica, che rende ancora più complesso ed oltretutto non univoco il legame tra B e H*

nel tempo, l’ammontare della differenza di potenziale al secondario del trasformatore. Attribuiamo al simbolo => il seguente significato: quanto è indicato alla sua sinistra implica ciò che è alla sua destra; allora possiamo così ricapitolare quanto sopra: tensione applicata ai capi del primario => corrente nel primario => campo magnetico => flusso magnetico => tensione presente ai capi del secondario. Chiediamo venia se abbiamo condensato un principio di funzionamento, obbiettivamente complesso, in due sole righe, in maniera necessariamente superficiale. Dunque, qualora il legame tra B e H fosse realmente lineare, stante la perfetta proporzionalità tra la corrente di ingresso ed il campo H ed anche quella tra la tensione di uscita e la densità del flusso B, il trasformatore non sarebbe affetto da alcuna distorsione. In realtà la relazione che lega B a H è tutt’altro che lineare: essa è rappresentata graficamente in figura 2, dove si nota che è approssimabile ad una retta solo in un breve tratto nell’intorno dell’origine, oltrepassato il quale si hanno fenomeni di saturazione (simmetrica rispetto allo zero), sempre più marcati, fino al raggiungimento di un valore di B massimo, oltre il quale la densità del flusso non cresce più, qualunque sia il campo magnetico che la determina. Rammentiamo che questa relazione di non linearità tra B e H sussiste per le particolari proprietà magnetiche del ferro, di impiego indispensabile nella realizzazione del nucleo. Incidentalmente osserviamo che nell’aria non si verifica questo fenomeno di saturazione: questa osservazione è importante, poiché è da essa che discende l’impiego del traferro, di cui parleremo in una delle prossime puntate.

Figura 3 *Allorquando la corrente continua di alimentazione anodica del tubo di uscita scorre nel primario del trasformatore, il punto di lavoro si sposta, a seguito del campo di magnetizzazione permanente Ho che ne deriva, dalla origine degli assi ad un punto lungo la curva, in figura indicato con “P”*

Inoltre, nella realtà vi è un altro fenomeno, che qui abbiamo, per semplicità espositiva, volutamente tralasciato, ma di entità nient’affatto trascurabile, detto di isteresi magnetica, che rende ancora più complesso ed oltretutto non univoco il legame tra B e H. Tutto ciò premesso, osserviamo che:

1. allorquando la corrente continua di alimentazione anodica del tubo di uscita scorre nel primario del trasformatore, il punto di lavoro si sposta, a seguito del campo di magnetizzazione permanente Ho che ne deriva, dalla origine degli assi ad un punto P lungo la curva, come indicato in figura 3: poiché le variazioni alternative del campo si svolgono nell’intorno del punto di lavoro a riposo, risulta evidente che ci si porta in un tratto a minore linearità. Le conseguenze di questa importante osservazione verranno considerate in una prossima puntata;
2. qualora il primario è percorso da una corrente sinusoidale indistorta, stante la particolare relazione tra B e H , la tensione ai capi del secondario sarà inevitabilmente distorta: per ottenerla perfetta bisognerebbe paradossalmente pilotare il primario con una corrente affetta da una distorsione che potremmo,

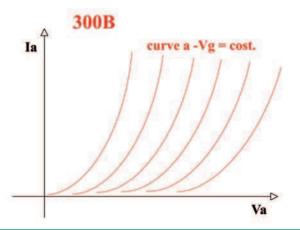



Figura 4 Curve caratteristiche della valvola 300B: è di immediata constatazione l'elevata linearità del tubo

con ovvio significato del termine, definire complementare a quella introdotta dal trasformatore, in grado di compensarla. E' possibile dimostrare che da una tale forma particolare di distorsione sarebbe affetta la corrente primaria, qualora la differenza di potenziale ai capi del primario stesso fosse puramente sinusoidale, cioè assolutamente indistorta. Ciò si verifica logicamente qualora la tensione in uscita al generatore, che alimenta il trasformatore, non viene influenzata dalla corrente assorbita; tale generatore, nel nostro caso il tubo di uscita, deve avere quindi una impedenza interna trascurabile rispetto a quella offerta dal carico. Idealmente, qualora questa impedenza interna fosse nulla, la distorsione del trasformatore così pilotato sarebbe nulla anch'essa: nella pratica un rapporto pari a circa cinque tra l'impedenza del carico e quella del generatore, già garantisce un eccellente risultato.

Quanto sopra esposto, la cui importanza enorme ci pare assolutamente superfluo sottolineare, basterebbe a motivare l'esigenza del pilotaggio a bassa impedenza del trasformatore, ma ad esso si aggiunge ancora un altro valido motivo: la induttanza del primario forma, in congiunzione con la resistenza interna dello stadio di uscita (che da ora in poi indicheremo sinteticamente cor ri), un filtro passa alto. E' conveniente dunque, per il massimo contenimento dell'attenuazione delle frequenze più basse dello spettro audio, che la ri sia la minima possibile. A rigore in tutte le osservazioni di cui sopra, avremmo dovuto precisare che alla ri va sempre sommata la resistenza in corrente continua del primario del trasformatore, che è posta ad essa in serie. Dunque, perché un trasformatore di segnale in generale e di uscita audio in particolare sia posto nelle condizioni ottimali di funzionamento, la resistenza interna del tubo di potenza deve essere al massimo un quarto della resistenza ottimale di carico.

VALVOLA DI POTENZA

Come già ampiamente esposto e tecnicamente motivato nella nostra disamina sul monotriodo, il tubo generalmente adottato in uscita è un triodo a riscaldamento diretto di elevata linearità: l'archetipo è, per generale consenso, considerato il 300B, di cui la figura 4 riporta le caratteristiche di uscita. Il tubo è eccellente, ma purtroppo ha un costo altissimo. Sostituirlo con un tetrodo o pentodo connesso a triodo, senza adottare alcun accorgimento, a fronte di un innegabile e consistente vantaggio economico, potrebbe portare allo svilimento delle prestazioni del circuito: infatti una valvola come la 300B abbina ad una elevatissima linearità anche una bassa resistenza interna, parametro irrinunciabile per un ottimale funzionamento del trasformatore di uscita. E' opportuno quindi trovare una soluzione

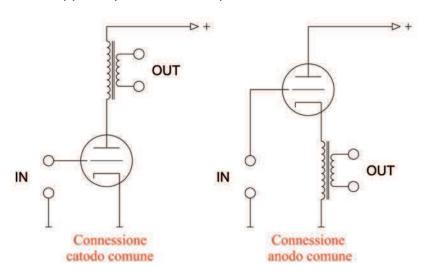



Figura 5 Nella parte sinistra della figura è illustrato uno stadio di potenza nella classica configurazione a catodo comune; a destra invece vi è lo schema di uno stadio analogo ma implementato ad anodo comune

circuitale che garantisca, anche con l'adozione di un normale tetrodo o pentodo a riscaldamento indiretto, di raggiungere alta linearità e bassa resistenza interna: non volendo adottare la controreazione, che può, come noto, avere ripercussioni negative sulla qualità del suono, non resta, quale unica soluzione, adottare la ben nota configurazione ad inseguitore di catodo (vedi schema figura 5). Tale tipo di connessione dei tubi di uscita è presente in tutta una nutrita serie di circuiti di apparecchi dalle massime prestazioni soniche: marchi come Quad, Luxman, McIntosh ed Audio Research hanno adottato questa configurazione con successo, anzi in particolare l'ultimo costruttore citato, ancora attivissimo nella realizzazione di elettroniche valvolari top, ne ha fatto una vera e propria costante della propria produzione. Non si tratta quindi certo di una novità: il suo principale vantaggio è quello di ottenere elevata linearità congiunta a bassa impedenza di uscita dallo stadio finale, già prima dell'eventuale applicazione della controreazione globale ingresso-uscita, possibile causa di degrado sonoro. Quest'ultima, quindi, se proprio indispensabile, può avere un tasso particolarmente contenuto. Nel nostro caso, come vedremo già nella prossime puntate, non abbiamo impiegato alcuna controreazione globale, neppure di entità minimale. Tracciamo quindi le curve di uscita del tubo per la connessione ad anodo comune, ricavate da quelle standard fornite dal costruttore tramite semplici ed intuitivi calcoli. Poiché in questo caso l'elettrodo di riferimento è l'anodo, rispetto ad esso vanno computati tutti i potenziali: in ordinate è sempre la corrente di anodo, mentre in ascisse è il potenziale del catodo riferito all'anodo (e quindi, a voler essere rigorosi, negativo); le curve tracciate sono ovviamente quelle a tensione griglia-anodo costante. Le figure 6 e 7 riportano, rispettivamente per la configurazione a catodo ed anodo comune, le curve caratteristiche della 6L6GT, valvola scelta, tra quelle classiche di potenza di buona reperibilità e costo contenuto, per la sua accettabile linearità nella connessione a triodo già in assenza di particolari artifici; in verità diverse altre sono le motivazioni che ci hanno indotto a preferire questo tubo per la nostra realizzazione: le esamineremo nella prossima puntata. Come è possibile rilevare, il miglioramento, passando dall'una all'altra connessione, è impressionante e le curve di figura 7 sono assolutamente confrontabili con quelle del tubo 300B di figura 4. Il vero problema che limita grandemente una più diffusa applicazione di questa topologia, dai tanti innegabili vantaggi, è il guadagno in tensione che, seppure di poco, risulta inferiore alla unità. Ciò rende critico il dimensionamento del pilotaggio: infatti, tutto lo swing di tensione che deve fornire il tubo di uscita al primario del trasformatore, deve

Figura 6 Curve caratteristiche del tubo 6L6GC in configurazione a catodo comune

Figura 7 Curve caratteristiche del tubo 6L6GC in configurazione ad anodo comune

Figura 8 Circuito elettrico di uno stadio di potenza ad anodo comune, nel quale sono stati evidenziati i potenziali relativi al segnale di pilotaggio

Figura 9 *Schema elettrico di uno stadio apparentemente a catodo comune, ma che a tutti gli effetti si comporta come se fosse configurato ad anodo comune, grazie alla presenza della resistenza “R” e del pilotaggio in pura corrente. Il condensatore “C” svolge la sola funzione di blocco per la tensione continua che, riportata dall’anodo alla griglia, altererebbe la polarizzazione di quest’ultima; il valore di “C” è tale che, per i segnali alternativi di interesse, la sua reattanza capacitiva deve essere trascurabile rispetto alla resistenza “R”*

essere già disponibile all’uscita dello stadio di pilotaggio. Per comprendere meglio quanto asserito, rivolgiamo la nostra attenzione a ciò che è illustrato in figura 8: lo swing del potenziale alternativo all’ingresso è pari a quello griglia-catodo più quello d’uscita che deve fornire il tubo al primario del trasformatore. Scegliendo delle condizioni di lavoro standard per il tubo finale, la valvola di pilotaggio dovrebbe fornire una tensione di circa 300V di picco: la progettazione del driver diverrebbe critica e ben difficilmente la distorsione da esso introdotta potrebbe essere contenuta al punto da poterla considerare trascurabile rispetto a quella dello stadio di potenza, come invece è bene che sia. Abbiamo quindi adottato una particolare topologia circuitale che risolve pienamente questo altrimenti insormontabile problema: essa è schematizzata in figura 9. Per una corretta comprensione rammentiamo, innanzi tutto, che la connessione ad uscita catodica si ha allorquando il terminale dell’anodo risulta in comune tra entrata ed uscita. Ipotizziamo, come ben evidenziato in figura, che il segnale di pilotaggio sia costituito da una corrente, assolutamente invariante rispetto alle condizioni di carico, e non da una tensione, come comunemente accade: detta corrente, nell’ipotesi peraltro in genere verifica che sia nulla o trascurabile la corrente derivata dalla griglia del tubo, non può che scorrere nella resistenza

PILOTAGGIO DI CARICHI OSTICI

La bassa resistenza d’uscita del nostro tubo, in rapporto alla impedenza di carico prescelta, ottimale per rendimento in potenza e per entità e contenuto spettrale della distorsione, assicura un fattore di smorzamento, misurato al primario del trasformatore di uscita, pari a circa 5, dello stesso ordine di grandezza di quello caratteristico dei pregiati triodi a riscaldamento diretto, quali ad esempio la valvola 300b od anche la 845, due vere campionesse di settore. Per comprendere quanto risulti importante una contenuta resistenza di uscita dell’amplificatore per il conseguimento di un buon suono basta osservare che, in più di un’applicazione, una resistenza interna elevata dell’amplificatore, oltre a non consentire un sufficiente smorzamento elettrico dell’altoparlante, rende particolarmente accidentata la risposta in frequenza sul carico reale offerto dall’altoparlante. Vediamone il perché. Allo scopo si esamini il circuito di fig.10: la tensione Vload ai capi del carico (nel nostro caso l’altoparlante, ipotizzato per semplicità puramente resistivo, seppure di entità variabile con la frequenza) è data dalla relazione: Vload = Vout Ro/(ri + Rload), dove Vout è l’uscita a vuoto e ri e Rload sono rispettivamente la resistenza interna dell’amplificatore e quella di carico offerta dall’altoparlante: qualora quest’ultima, come sempre accade nella realtà, ha ampia variabilità con la frequenza, ampie sono anche le escursioni della tensione ai suoi capi e quindi della potenza trasferita: la tensione cresce al crescere dell’impedenza del-

Figura 10 *Semplice circuito per calcolare agevolmente la tensione realmente presente ai capi dell’altoparlante (Vload) alterata dalla presenza della resistenza interna dell’amplificatore (“ri”)*

R, producendo ai suoi capi una caduta pari a: Vr = R x Ip con ovvio significato dei simboli. La resistenza dunque converte la corrente di ingresso nella tensione Vr che pilota il tubo di uscita. Questa differenza di potenziale, come si vede, è presente tra griglia ed anodo del tubo, mentre il segnale in uscita dallo stesso è prelevato tra catodo ed anodo. Da ciò deriva che la valvola è connessa ad anodo comune, poiché è questo l'elettrodo condiviso dall'ingresso e dall'uscita. Rileviamo però che ora lo swing necessario all'entrata è pari solo alla differenza di potenziale griglia catodo, non maggiorata, come nella configurazione standard, da quella catodo massa: questo valore è di circa 50V di picco, quindi ampiamente gestibile da una qualunque valvola di segnale. Abbiamo raggiunto così il nostro scopo: a patto di utilizzare un pilotaggio in pura corrente, ottenibile da uno stadio di amplificazione a trasconduttanza (alla sua entrata una tensione, alla sua uscita una corrente), le grandezze in gioco in termini di tensione e corrente per lo stadio driver rientrano negli standard per quest'ultimo facilmente gestibili.

PRIME CONCLUSIONI

Abbiamo dunque raggiunto l'obiettivo di poter serenamente sostituire una valvola come la 300B, di indubbia musicalità, ma anche costo elevatissimo, con un componente di prezzo contenuto, il quale, grazie ad una particolare topologia circuitale per esso adottato, consente di non rimpiangere troppo il parente nobile. Inoltre, in forza sempre del medesimo artificio tecnico, ci siamo assicurati un pilotaggio ottimale del trasformatore di uscita, che viene pertanto posto nelle più favorevoli condizioni di funzionamento. In realtà, come vedremo nella prossima puntata, non ci siamo accontentati di una semplice circutazione di potenza ad anodo comune, ma abbiamo implementato, in maniera peraltro massimamente lineare e semplice, un sofistico sistema a carico distribuito.
Appuntamento dunque alla prossima puntata, dove presenteremo il circuito definitivo: cominciate a scaldare il saldatore!

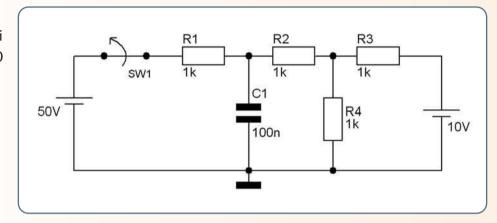
Codice MIP250038

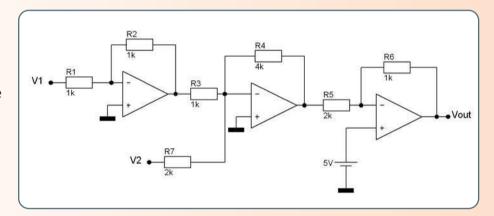
l'altoparlante e diminuisce con essa. Un amplificatore con elevata impedenza interna (o basso coefficiente di smorzamento, che è un modo diverso di indicare la medesima cosa) è molto critico e soprattutto poco prevedibile nell'accoppiamento con i diffusori: ciò si verifica assai di frequente con molti amplificatori valvolari, soprattutto quelli privi di controreazione, che non curano particolarmente questo aspetto. Nel nostro caso invece, pur mancando del tutto la controreazione ingresso-uscita (che ricordiamolo riduce la resistenza interna di un fattore pari alla propria entità) l'impedenza interna dell'amplificatore ha un valore all'incirca cinque volte più piccolo di quella media dei sistemi di altoparlanti. Dalla verifica dei parametri di interfaccia del sistema di diffusori, assai spesso emerge, oltre ad un andamento del modulo della impedenza ampiamente variabile con la frequenza, le cui conseguenze sono state testé esaminate, anche l'esistenza di sensibili variazioni della fase del carico. In verità le variazioni della fase del carico costituiscono un problema di elevata gravità, confrontabile, se non maggiore di quello causato dalla ampia variabilità del modulo. La distorsione, tanto quella armonica quanto quella d'intermodulazione, può aumentare, toccando valori che, alla misura con il semplice carico resistivo, non si sarebbero supposti neppure lontanamente. Oltre alla quantità della distorsione si altera pesantemente anche il suo andamento spettrale: è questo uno dei motivi per cui le misure eseguite su carico puramente ohmico, per quanto estremamente indicative, non sono assolutamente adeguate a descrivere con completezza il funzionamento nel caso reale. Tutto ciò accade a seguito del fatto che le su nominate variazioni della fase del carico forzano il tubo d'uscita, a lavorare in zone nelle quali esso presenta in genere bassa linearità: ecco perché la significativa estensione dell'area di funzionamento lineare del componente attivo, ottenuta con la particolare configurazione adottata per lo stadio di potenza del Kristal è da considerarsi a tal riguardo una vera e propria manna.

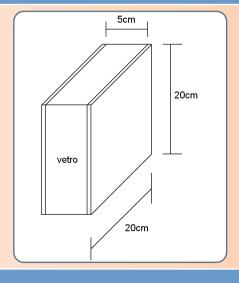
Le so tutte!!!

Metti anche tu alla prova le tue conoscenze dell'elettronica con i nostri quiz.

FACILE

Quale è la tensione ai capi del condensatore dopo 10 secondi dall'apertura dell'interruttore SW1?

MEDIO

Determinare l'espressione della tensione di uscita in funzione degli ingressi V1 e V2, ipotizzando che gli amplificatori operazionali siano ideali.

DIFFICILE

Determinare la reattanza capacitiva a 1MHz di un condensatore realizzato con due lastre metalliche quadrate di lato 20cm affacciate su una lastra di vetro (costante dielettrica relativa pari a 7) dello spessore di 5cm.

Nuova versione 2006

FANTASTICI PREMI PER TUTTI!!!

Le risposte vanno inviate esclusivamente compilando il modulo su www.farelettronica.com/lst e specificando la **parola chiave "Faraday"**.

Se sei abbonato a Fare Elettronica potrai rispondere a tutti i quesiti ed aumentare le tue possibilità di vincere i premi. Le risposte ed i vincitori (previa autorizzazione) sono pubblicati alla pagina www.farelettronica.com/lst a partire dal 15 del mese successivo alla pubblicazione sulla rivista. A tutti i partecipanti verrà assegnato un **buono sconto* del 10%** utilizzabile per gli acquisti su www.ieshop.it

Con le tue conoscenza di base dell'elettronica potrai vincere il righello in alluminio con calcolatrice a 8 cifre e doppia alimentazione (solare e batteria) con astuccio.

Le tue conoscenze avanzate ti permetteranno di vincere una bellissima stazione meteo da tavolo con orologio, igrometro e termometro, col marchio della tua rivista preferita!

Per i più bravi in palio il bellissimo gilet reporter di Fare Elettronica: multitasca, in cotone e poliestere, regolabile ai fianchi e con chiusura zip.

* Validità 3 mesi dalla data di assegnazione.

Generare forme d'onda

Nello scorso numero abbiamo visto come riprodurre un file audio con il PIC. In questo numero analizzeremo le tecniche utilizzate per questa particolarissima applicazione, vedremo come generare una qualsiasi forma d'onda dalla eccellente qualità armonica.

La generazione di un segnale variabile nel tempo, avente una qualsiasi forma d'onda, è un'operazione puramente analogica. Come può un microcontrollore eseguire questa operazione, dal momento che esso può solo trattare segnali di 0V e 5V? Scopriamolo assieme leggendo questo articolo.

L'ONDA PERIODICA

È un'onda che si ripete nel tempo con una certa regolarità. Nel nostro studio verranno esaminate le onde i cui punti operativi sono compresi in un dominio digitale positivo (0 Volt e 5 Volt) e non quelli passanti per lo zero (corrente alternata). Ai fini dell'analisi il risultato prodotto è comunque equivalente.

IL DAC

Per poter riprodurre i vari punti appartenenti ad un'onda periodica, occorre "generare" varie tensioni analogiche, corrispondenti all'andamento dell'ampiezza della stessa. Il microcontrollore utilizzato deve pertanto, in qualche modo, produrre delle differenze di potenziale, in maniera sequenziale e a grande velocità. Esistono tante modalità per raggiungere lo scopo. Una di queste è rappresentata dalla tecnica del PWM, ampiamente documentata nella rivista Firmware del mese di Ottobre. Il metodo che utilizzeremo in queste pagine consente di ottenere risultati migliori ed è conosciuto con il nome di "Convertitore D/A a resistori pesati".

CONVERTITORE D/A CON RESISTORI PESATI

È ovviamente un convertitore che consente di ottenere una grandezza analogica, partendo da una digitale. È composto da una rete di resistori collegati ad altrettante porte digitali. La risoluzione della conversione dipende dal numero di resistenze utilizzate. Il valore di ogni resistenza deve risultare il doppio della precedente, in modo da realizzare dei "pesi" ed ottenere dei valori sicuramente non riproponibili.
Applicando all'ingresso della rete una serie di valori digitali (0V – 5V) ai vari nodi è possibile ottenere, in uscita, una tensione analogica compresa tra i due estremi previsti. Questo avviene grazie alla sovrapposizione degli effetti. Esaminiamo i vantaggi e gli svantaggi del metodo, mettendo in evidenza i punti principali.

Vantaggi

In generale, i vantaggi che si possono ottenere utilizzando il metodo proposto sono i seguenti:

- La risoluzione del DAC dipende dal numero di resistori utilizzati, calcolati come potenza in

Figura 1 *Tipica onda sinusoidale positiva*

con il PIC

di Giovanni Di Maria

base 2. Il numero massimo pertanto di tensioni ottenibili è dato dalla formula 2^n dove n rappresenta il numero dei resistori impiegati. Con otto resistenze possono essere prodotte ben 256 differenze di potenziale diverse (DAC a 8 bit).

- Dal momento che nel circuito non esistono elementi capacitivi, la velocità di elaborazione e di produzione è molto alta. Sono assenti infatti effetti transitori e costanti di tempo che rallentino l'intero processo. Una tensione pertanto viene prodotta immediatamente.
- Pesando opportunamente i valori digitali sugli ingressi si ottiene "in tempo reale" la tensione analogica corrispondente, praticamente impossibile utilizzando la tecnica del PWM.
- Teoricamente non occorre collegare all'uscita alcun filtro, in quanto non esiste una componente ad alta frequenza ed il valore di tensione è generato istantaneamente.
- Semplicità circuitale: sono sufficienti solamente alcuni resistori per la creazione della rete. L'unica condizione da rispettare è quella di adottare valori sempre "raddoppiati" per ciascuna resistenza.

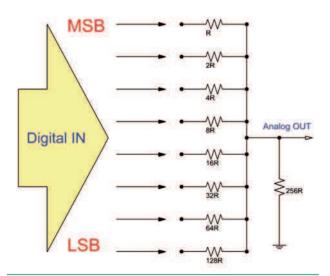



Figura 2 Schema di principio di Convertitore D/A a resistori pesati

Svantaggi

Veramente limitati sono gli svantaggi del metodo, che comunque restano ben ripagati dagli aspetti positivi che quest'ultimo può fornire:

- Occorre "sacrificare" molte uscite del microcontrollore, tante quante sono i resistori utilizzati. Più porte vengono usate, più alta è la risoluzione ottenuta.
- L'accuratezza dei risultati dipende dalla precisione delle resistenze, che devono essere scelte con molta cura e bassa tolleranza.
- Utilizzando molte porte, il valore delle resistenze si innalza velocemente, obbligando a dimensionare il carico ad impedenze molto elevate.
- La corrente erogata dalla rete è dipendente dallo stato logico dei bit di ingresso.

Comprendiamo il metodo utilizzando 3 resistenze

Per capire bene il metodo, proponiamo un esempio di DAC a 3 bit, utilizzando appunto tre resistenze. È possibile ottenere in questo caso solamente 8 valori analogici diversi (2^3) con una "risoluzione" di circa 0,713 Volt. La tensione ottenuta dipende molto dalla resistenza di "carico" presente all'uscita, che deve essere alquanto elevata. Osserviamo lo schema proposto in figura 3 nonché la tabella 1. Essa riporta i valori ottenuti sviluppando tutte le combinazioni possibili delle tensioni digitali ai relativi ingressi. Occorre notare che modificando i segnali ai vari ingressi pesati, il valore della tensione analogica in uscita cambia e, soprattutto, genera differenze di potenziale univoche.

Formule matematiche

Da quanto detto si evincono alcuni fatti che determinano la bontà del segnale generato, sotto forma di equazioni matematiche:

1. Il numero massimo di tensioni generate

dipende dal numero di resistori utilizzati, secondo la formula:

$$N_{max} = 2^{NumRs}$$

2. La risoluzione ottenuta, ossia il più piccolo valore di tensione tra un campione ed il successivo è il rapporto tra l'intervallo di tensione ed il numero di combinazioni totali, secondo la formula:

$$V_{ris} = \frac{V_{max} - V_{min}}{2^{NumRs}}$$

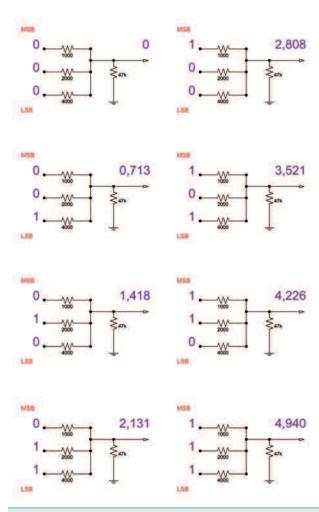



Figura 3 Schema di esempio di un DAC a 3 bit

REALIZZIAMO IL CONVERTITORE

Siamo pronti adesso per la realizzazione del convertitore. Le caratteristiche che consentono di ottenere risultati lusinghieri si possono così riassumere:

- Tipologia: DAC a resistori pesati
- Numero di ingressi digitali: 8
- Numero di uscite analogiche: 1
- Numero massimo di tensioni ottenibili: 256
- Range di copertura: da 0 Volt a 5 Volt
- Risoluzione: 19.6 mV

Schema elettrico

Lo schema elettrico, visibile in figura 4, è una tipica applicazione per microcontrollore PIC, le cui porte sono configurate in uscita. I resistori pesati consentono di ricavare un qualsiasi valore analogico, nel dominio delle massime prestazioni consentite. Il microcontrollore utilizzato è ormai l'intramontabile PIC16F84, utilizzante un quarzo da 4 Mhz assieme ai relativi condensatori di oscillazione da 22 pF.

L'unico aspetto negativo è l'occupazione dell'intera PORT-B, ma sono disponibili ancora cinque pin tramite la PORT-A. Il carico è rappresentato da una resistenza da 220k, un valore sufficientemente alto per non "caricare" troppo il segnale. Più elevato è il suo valore e minore sarà la sua l'influenza sulla tensione in uscita.

Ingresso 2 = bit 2 (su 100 ohm)	Ingresso 1 = bit 1 (su 200 ohm)	Ingresso 0 = bit 0 (su 400 ohm)	Tensione in uscita (Volt)
0	0	0	0
0	0	5	0,713
0	5	0	1,418
0	5	5	2,131
5	0	0	2,808
5	0	5	3,521
5	5	0	4,226
5	5	5	4,940

Tabella 1: Esempio di DAC a resistori pesati a 3 bit

Come ottenere i valori delle resistenze

Come si vede dallo schema elettrico, i valori scelti delle resistenze non sono commerciali e pertanto non si trovano sul mercato. È possibile però raggiungere perfettamente la grandezza desiderata, collegando opportunamente alcune resistenze tra loro. La tabella 2 mostra come operare in tal senso. Se proprio

Valore da ottenere	Come ottenere il valore resistivo
1.000	Questo valore è reperibile sul mercato
2.000	Collegare due resistenze in serie da 1.000 ohm
4.000	Collegare due resistenze in serie da 1.800 ohm e 2.200 ohm
8.000	Collegare due resistenze in serie da 3.300 ohm e 4.700 ohm
16.000	Collegare due resistenze in serie da 1.000 ohm e 15.000 ohm
32.000	Collegare due resistenze in serie da 10.000 ohm e 22.000 ohm
64.000	Collegare tre resistenze in serie da 15.000 ohm, 22.000 ohm e 27.000 ohm
128.000	Collegare tre resistenze in serie da 33.000 ohm, 39.000 ohm e 56.000 ohm

Tabella 2: *Come ottenere i valori resistivi della rete pesata*

volete utilizzare una sola resistenza per pin, indirizzate la scelta verso i seguenti valori, in ohm: 1.000, 2.200, 4.700, 10.000, 22.000, 47.000, 100.000, 220.000. Tenete conto però che con tale soluzione i valori in uscita non risultano esatti ed affidabili.

Analisi del DAC

La tabella 3 mostra tutti i valori analogici ottenibili combinando gli otto ingressi digitali. La simulazione è stata effettuata creando un firmware ad-hoc che realizzasse un conteggio sequenziale binario sulle otto porte del PIC. La figura 5 mostra invece il grafico, estremamente lineare, dell'andamento dei valori digitali ed analogici in questione. Per chi non volesse riferirsi alla tabella è possibile utilizzare la formula teorica per ricavare il valore della tensione digitale (per otto bit):

$$V_U = \frac{V_R}{2^n}(S_7 \cdot 2^7 + S_6 \cdot 2^6 + S_5 \cdot 2^5 + S_4 \cdot 2^4 + S_3 \cdot 2^3 + S_2 \cdot 2^2 + S_1 \cdot 2^1 + S_0 \cdot 2^0)$$

dove naturalmente:

- V_U è la tensione analogica d'uscita che si vuole ottenere;
- V_R è la tensione di alimentazione di riferimento massima;
- n è il numero di ingressi digitali utilizzati;
- S_n è lo stato digitale del bit considerato (0 oppure 1).

OTTENIAMO UNA TENSIONE ANALOGICA FISSA

Bene, siamo pronti per creare il primo software da implementare sul microcontrollore. Ricordiamo che esso è scritto in linguaggio Basic, utilizzando l'ambiente di sviluppo Mikrobasic.

Scopo del programma

Utilizzando lo schema elettrico di cui in figura 4, si deve scrivere un firmware che consenta di ottenere in uscita una tensione di circa 3,3 Volt per alimentare, ad esempio, un ulteriore MCU. È ovvio che per generare tale differenza di potenziale occorre "attivare" alcune uscite, lasciando al potenziale di massa le altre. Per stabilire quali sono le porte coinvolte, consultate la tabella 3, sino a trovare il valore analogico di circa 3,3 Volt. Ad esso corrisponde un valore digitale di 171_{10} che in base binaria corrisponde a 10101011_2. In pratica occorre considerare, come sempre, la PORT-B come un

Figura 4 *Schema elettrico del DAC a 8 bit*

byte, composto da 8 bit; si devono porre a livello logico altro rispettivamente i bit 0, 1, 3, 5, 7. Il software Basic eseguirà tale compito.
La figura 6 mostra in dettaglio la procedura, focalizzando le resistenze coinvolte nella "pesatura" della tensione considerata. Le linee di colore rosso indicano la presenza di tensione digitale. Il programma è riportato nel listato 1.

E ADESSO GENERIAMO LE FORME D'ONDA

Per generare una qualsiasi forma d'onda occorre riprodurre molto velocemente, nel tempo, tante tensioni di ampiezza che la caratterizzano. È ovvio che maggiore è il numero di tensioni di riferimento, maggiore sarà la qualità e la fedeltà del segnale prodotto.

ONDA SINUSOIDALE

Analizziamo la forma d'onda riprodotta in figura 7 e la tabella 4 che elenca i punti operativi di un'onda sinusoidale; queste informazioni devono essere dati "in pasto" al microcontrollore. Le caratteristiche dell'onda da riprodurre possono essere così riassunte:

- Frequenza: 50 Hz

Dig.	Out	Dig.	Out	Dig.	Out	Dig.	Out	Dig.	Out	Dig.	Out	Dig.	Out	Dig.	Out
0	0,000	32	0,626	64	1,246	96	1,871	128	2,467	160	3,093	192	3,712	224	4,338
1	0,020	33	0,646	65	1,265	97	1,891	129	2,486	161	3,112	193	3,732	225	4,358
2	0,039	34	0,665	66	1,285	98	1,911	130	2,506	162	3,132	194	3,752	226	4,377
3	0,059	35	0,685	67	1,305	99	1,930	131	2,526	163	3,152	195	3,771	227	4,397
4	0,079	36	0,704	68	1,324	100	1,950	132	2,545	164	3,171	196	3,791	228	4,417
5	0,098	37	0,724	69	1,344	101	1,970	133	2,565	165	3,191	197	3,811	229	4,436
6	0,118	38	0,744	70	1,363	102	1,989	134	2,585	166	3,210	198	3,830	230	4,456
7	0,138	39	0,763	71	1,383	103	2,009	135	2,604	167	3,230	199	3,850	231	4,476
8	0,157	40	0,783	72	1,403	104	2,029	136	2,624	168	3,250	200	3,869	232	4,495
9	0,177	41	0,803	73	1,422	105	2,048	137	2,643	169	3,269	201	3,889	233	4,515
10	0,196	42	0,822	74	1,442	106	2,068	138	2,663	170	3,289	202	3,909	234	4,535
11	0,216	43	0,842	75	1,462	107	2,087	139	2,683	171	3,309	203	3,928	235	4,554
12	0,236	44	0,862	76	1,481	108	2,107	140	2,702	172	3,328	204	3,948	236	4,574
13	0,255	45	0,881	77	1,501	109	2,127	141	2,722	173	3,348	205	3,968	237	4,593
14	0,275	46	0,900	78	1,521	110	2,146	142	2,742	174	3,368	206	3,987	238	4,613
15	0,295	47	0,920	79	1,540	111	2,166	143	2,761	175	3,387	207	4,007	239	4,633
16	0,314	48	0,940	80	1,559	112	2,185	144	2,780	176	3,406	208	4,026	240	4,652
17	0,333	49	0,959	81	1,579	113	2,205	145	2,800	177	3,426	209	4,046	241	4,672
18	0,353	50	0,979	82	1,599	114	2,224	146	2,820	178	3,446	210	4,066	242	4,691
19	0,373	51	0,999	83	1,618	115	2,244	147	2,839	179	3,465	211	4,085	243	4,711
20	0,392	52	1,018	84	1,638	116	2,264	148	2,859	180	3,485	212	4,105	244	4,730
21	0,412	53	1,038	85	1,658	117	2,283	149	2,879	181	3,505	213	4,124	245	4,750
22	0,432	54	1,057	86	1,677	118	2,303	150	2,898	182	3,524	214	4,144	246	4,770
23	0,451	55	1,077	87	1,697	119	2,323	151	2,918	183	3,544	215	4,164	247	4,789
24	0,471	56	1,097	88	1,716	120	2,342	152	2,937	184	3,563	216	4,183	248	4,809
25	0,490	57	1,116	89	1,736	121	2,362	153	2,957	185	3,583	217	4,203	249	4,829
26	0,510	58	1,136	90	1,756	122	2,382	154	2,977	186	3,603	218	4,222	250	4,848
27	0,530	59	1,156	91	1,775	123	2,401	155	2,996	187	3,622	219	4,242	251	4,868
28	0,550	60	1,175	92	1,795	124	2,421	156	3,020	188	3,642	220	4,262	252	4,888
29	0,569	61	1,195	93	1,815	125	2,440	157	3,036	189	3,662	221	4,281	253	4,907
30	0,589	62	1,215	94	1,834	126	2,460	158	3,055	190	3,681	222	4,301	254	4,927
31	0,608	63	1,234	95	1,854	127	2,480	159	3,075	191	3, 701	223	4,321	255	4,946

Tabella 3: *Tutti i valori analogici in uscita, corrispondenti agli otto ingressi digitali*

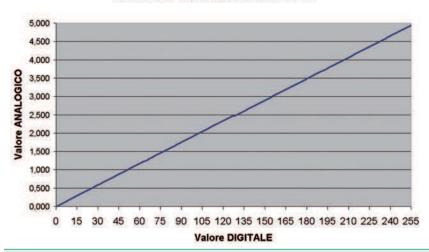



Figura 5 Grafico dell'andamento DAC

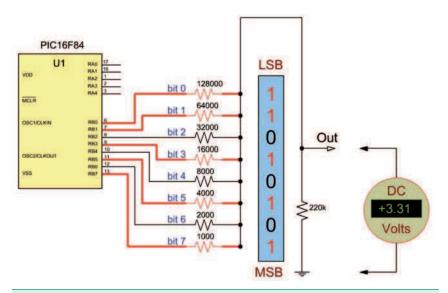



Figura 6 I resistori coinvolti per l'ottenimento dei 3,3 Volt

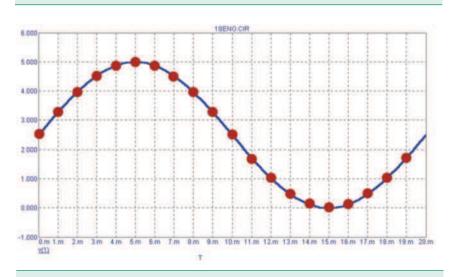



Figura 7 L'onda sinusoidale da riprodurre

- Durata periodo: 20 mS
- Ampiezza: 5 V_{0p}
- Numero di campioni: 20
- Durata temporale di un campione: 1 ms
- Percentuale ripple: assente

Metodo da seguire

Occorre, in pratica, memorizzare in un vettore i venti valori dei campioni (tabella di look-up). Quindi, all'interno di un ciclo, essi dovranno essere riprodotti, con un intervallo di tempo pari ad un millisecondo (nel nostro caso). In questa maniera la PORT-B assumerà, di volta in volta, il valore delle cifre binarie memorizzate e, grazie alla rete dei resistori pesati, il valore analogico sarà disponibile all'uscita. Basta infine ripetere il ciclo all'infinito per ottenere un'onda costante nel tempo. Utilizziamo lo schema proposto in figura 4.
Per ottenere un'onda ancora più "pulita" basta aumentare il numero dei campioni, ma già un numero di 20 rappresentano un ottimo compromesso tra qualità e spazio occupato in memoria.

Il programma

Il programma, riportato nel listato 2, è veramente molto semplice. Si noti la preparazione del vettore "campione", contenente i 20 valori relativi ai punti operativi della forma d'onda. Un ciclo infinito si occupa della lettura dei valori e relativa riproduzione sulla PORT-B del micro. Ogni campione resta "fissato" sulla porta per un tempo pari ad un millisecondo.

[Listato 1]

```
rem Utilizzo dei pesi
rem per ottenere 3,3 Volt

program dac

portb=0   'Azzera portb
trisb=0   'definisce PORTB in output
portb=171 'Imposta la PORTB con i
           'bit utili per ottenere 3,3V
           'oppure 10101011 in binario
end.
```

La forma d'onda ottenuta

Il risultato ottenuto è veramente degno di nota. Fortunatamente non esiste il fastidioso ripple, presente invece utilizzando la tecnica del PWM. Si nota invece un ridotto effetto a "scalino" dovuto proprio al riprodursi ciclico dei campioni, ma è un fatto normale e previsto, non un difetto. La figura 8 mostra l'onda sinusoidale ottenuta, con l'effetto a gradino. L'ampiezza

[Listato 2]

```
rem Generazione di una
rem onda sinusoidale

program dac
const campione as byte[20]=(130,169,205,
    233,251,255,251,233,205,169,130,
    89,53,24,6,0,6,24,53,89)
main:
dim k as byte
portb=0   'Azzera portb
trisb=0   'definisce PORTB in output
while true      'Ciclo infinito
   for k=0 to 19
       'Legge e riproduci campioni
       portb=campione[k]
       'Attesa 1 millisecondo
       delay_ms(1)
   next k
wend
end.
```

Posizione temporale del punto operativo	Relativa tensione analogica	Corrispondente valore digitale
0 ms.	2,500 Volt	130
1 ms.	3,271 Volt	169
2 ms.	3,967 Volt	205
3 ms.	4,520 Volt	233
4 ms.	4,874 Volt	251
5 ms.	4,997 Volt	255
6 ms.	4,874 Volt	251
7 ms.	4,520 Volt	233
8 ms.	3,967 Volt	205
9 ms.	3,272 Volt	169
10 ms.	2,500 Volt	130
11 ms.	1,729 Volt	89
12 ms.	1,033 Volt	53
13 ms.	0,480 Volt	24
14 ms.	0,126 Volt	6
15 ms.	0,003 Volt	0
16 ms.	0,126 Volt	6
17 ms.	0,480 Volt	24
18 ms.	1,033 Volt	53
19 ms.	1,728 Volt	89

***Tabella 4:** I 20 punti operativi di un'onda sinusoidale positiva*

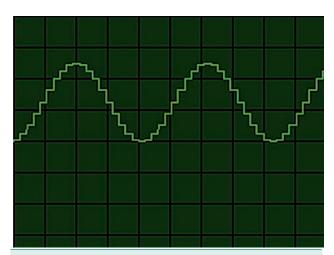



Figura 8 L'onda sinusoidale riprodotta con l'effetto a gradino

Figura 9 L'onda sinusoidale riprodotta senza l'effetto gradino grazie al condensatore

massima del segnale è di 5 Volt.
Se si vuole eliminare la caratteristica seghettata, basta inserire un condensatore in parallelo alla resistenza di uscita, per smussare perfettamente i fronti spigolosi del segnale, creando addirittura una sorta di "interpolazione" dei punti mancanti. Non è possibile definire una formula generale, per la determinazione del valore della capacità, poiché infinite possono essere le forme d'onda prodotte, pertanto la reattanza capacitiva è differente da caso a caso. Possiamo solamente dire che occorre scegliere un condensatore che non produca (assieme al resistore) una costante di tempo troppo elevata, tale da annullare il segnale prodotto. Nel nostro caso si è scelto un valore pari a 2,2 microFarad.
Si noti, in figura 9, come adesso l'onda sinusoidale sia perfetta e dall'andamento molto dolce, grazie alla presenza del condensatore elettrolitico.

Figura 10 L'onda sinusoidale a gradini elaborata dal PIC

ESERCIZIO PER I LETTORI

Provate a realizzare da soli un programma che consenta di ottenere le seguenti forme d'onda:

- Onda Triangolare, di frequenza pari a 80 Hz, utilizzando 35 campioni.
- Onda a dente di sega, di frequenza pari a 100 Hz, utilizzando 30 campioni.

A livello temporale, tutti i campioni devono risultare equidistanti tra loro. Potete inviare le risposte direttamente all'autore.

CONCLUSIONI

Con l'adozione del metodo proposto in queste pagine è possibile riprodurre praticamente qualsiasi forma d'onda. Basta semplicemente gestire i vari campioni e memorizzarli all'interno del micro, ricordandosi che più elevato è il numero dei campioni e più la forma d'onda è pura e pulita. Anche la frequenza relativa può essere eccezionalmente elevata, specialmente utilizzando un quarzo da 20 Mhz, in quanto non esiste il transiente per una produzione del segnale PWM. Vi consiglio di rivedere l'articolo proposto lo scorso mese dove applichiamo le tecniche qui descritte e consentiamo al PIC di pronunciare la sua prima parola…

Codice MIP257048

Oscilloscopi e generatori di funzioni

velleman

Tutta l'attrezzatura che vuoi per il tuo laboratorio elettronico

Tutti i prezzi s'intendono IVA inclusa.

Oscilloscopio digitale 2 canali 30 MHz

APS230 euro 690,00

Compatto oscilloscopio digitale da laboratorio a due canali con banda passante di 30 MHz e frequenza di campionamento di 240 Ms/s per canale. Schermo LCD ad elevato contrasto con retroilluminazione, autosetup della base dei tempi e della scala verticale, risoluzione verticale 8 bit, sensibilità 30 μV, peso (830 grammi) e dimensioni (230 x 150 x 50 mm) ridotte, possibilità di collegamento al PC mediante porta seriale RS232, firmware aggiornabile via Internet. La confezione comprende l'oscilloscopio, il cavo RS232, 2 sonde da 60 MHz x1/x10, il pacco batterie e l'alimentatore da rete.

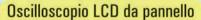
Oscilloscopio palmare

2 MHz HPS10 euro 185,00

Finalmente chiunque può possedere un oscilloscopio! Il PersonalScope HPS10 non è un multimetro grafico ma un completo oscilloscopio portatile con il prezzo e le dimensioni di un buon multimetro. Elevata sensibilità – fino a 5 mV/div. – ed estese funzioni lo rendono ideale per uso hobbystico, assistenza tecnica, sviluppo prodotti e più in generale in tutte quelle situazioni in cui è necessario disporre di uno strumento leggero a facilmente trasportabile. Completo di sonda 1x/10x, alimentazione a batteria (possibilità di impiego di batteria ricaricabile).

12 MHz HPS40 euro 375,00

Oscilloscopio palmare, 1 canale, 12 MHz di banda, campionamento 40 MS/s, interfacciabile con PC via RS232 per la registrazione delle misure. Fornito con valigia di trasporto, borsa morbida, sonda x1/x10. La funzione di autosetup ne facilita l'impiego rendendo questo strumento adatto sia ai principianti che ai professionisti.

Oscilloscopio LCD da pannello

VPS10 euro 190,00

Oscilloscopio LCD da pannello con schermo retroilluminato ad elevato contrasto. Banda passante massima 2 MHz, velocità di campionamento 10 MS/s. Può essere utilizzato anche per la visualizzazione diretta di un segnale audio nonchè come multimetro con indicazione della misura in rms, dB(rel), dBV e dBm. Sei differenti modalità di visualizzazione, memoria, autorange. Alimentazione: 9VDC o 6VAC / 300mA, dimensioni: 165 x 90mm (6.5" x 3.5"), profondità 35mm (1.4").

HPS10 Special Edition

HPS10SE euro 210,00

Stesse caratteristiche del modello HPS10 ma con display blu con retroilluminazione. L'oscilloscopio viene fornito con valigetta di plastica rigida. La fornitura comprende anche la sonda di misura isolata x1/x10.

Accessori per oscilloscopi:

- **PROBE60S** - Sonda X1/X10 isolata/60MHz - Euro 19,00
- **PROBE100** - Sonda X1/X10 isolata/100MHz - Euro 34,00
- **BAGHPS** - Custodia per oscilloscopi HPS10/HPS40 - Euro 18,00
- **PS905** - Alimentatore non regolato 9Vdc - Euro 7,50
- **PS905AC** - Alimentatore non regolato 9Vac - Euro 6,00

Oscilloscopio digitale per PC

1 canale 12 MHz — PCS100A euro 185,00

Oscilloscopio digitale che utilizza il computer e il relativo monitor per visualizzare le forme d'onda. Tutte le informazioni standard di un oscilloscopio digitale sono disponibili utilizzando il programma di controllo allegato. L'interfaccia tra l'unità oscilloscopio ed il PC avviene tramite porta parallela: tutti i segnali vengono optoisolati per evitare che il PC possa essere danneggiato da disturbi o tensioni troppo elevate. Completo di sonda a coccodrillo e alimentatore da rete.

2 canali 50 MHz — PCS500A euro 495,00

Collegato ad un PC consente di visualizzare e memorizzare qualsiasi forma d'onda. Utilizzabile anche come analizzatore di spettro e visualizzatore di stati logici. Tutte le impostazioni e le regolazioni sono accessibili mediante un pannello di controllo virtuale. Il collegamento al PC (completamente optoisolato) è effettuato tramite la porta parallela. Completo di software di gestione, cavo di collegamento al PC, sonda a coccodrillo e alimentatore da rete.

Oscilloscopio palmare 2 MHz

Il più pratico oscilloscopio al mondo! Tutte le funzioni possono essere gestite semplicemente con il proprio pollice agendo sull'apposito joystick. Completo di interfaccia RS232 per scarico dati. Banda passante di 2 MHz con sensibilità migliore di 0,1 mV; frequenza di campionamento: 10 Ms/s. Viene fornito completo di adattatore di rete 9 V / 500 mA.

NEW

PPS10 euro 220,00

Oscilloscopio USB per PC 20 x 60MHz

NEW

PCSU1000 euro 520,00

L'oscilloscopio digitale PCSU1000, dall'innovativo design studiato per ottimizzare gli spazi, utilizza per il suo funzionamento l'alimentazione prelevata dalla porta USB del PC al quale è connesso permettendo un rapido e semplice utilizzo. L'elevata risoluzione, la sensibilità d'ingresso inferiore a 0,15 mV combinati con una larga banda passante ed una frequenza di campionamento fino ad 1 GHz, fanno di questo dispositivo un valido strumento in grado di soddisfare anche i tecnici più esigenti. Particolarmente indicato per coloro che debbono effettuare misurazioni on site con il supporto di un notebook. Lo strumento viene fornito completo di software e con librerie DLL per la realizzazione di applicazioni personalizzate.

Generatore di funzioni 0,1 Hz-2MHz

DVM20 euro 245,00

Semplice e versatile generatore di funzioni in grado di fornire sette differenti forme d'onda: sinusoidale, triangolare, quadra, impulsiva (positiva), impulsiva (negativa), rampa (positiva), rampa (negativa). VCF (Voltage Controlled Frequency) interno o esterno, uscita di sincronismo TTL /CMOS, simmetria dell'onda regolabile con possibilità di inversione, livello DC regolabile con continuità. L'apparecchio dispone di un frequenzimetro digitale che può essere utilizzato per visualizzare la frequenza generata o una frequenza esterna.

Generatore di funzioni per PC

PCG10A euro 180,00

Strumento abbinabile ad un PC; il software in dotazione consente di produrre forme d'onda sinusoidali, quadre e triangolari oltre ad una serie di segnali campione presenti in un'apposita libreria. Il collegamento al PC può essere effettuato tramite la porta parallela che risulta optoisolata dal PCG10A. Può essere impiegato unitamente all'oscilloscopio PCS500A nel qual caso è possibile utilizzare un solo personal computer. Completo di software di gestione, cavo di collegamento al PC, alimentatore da rete e sonda a coccodrillo.

Via Adige, 11 - 21013 Gallarate (VA)
Tel. 0331/799775 - Fax. 0331/778112

Disponibili presso i migliori negozi di elettronica o nel nostro punto vendita di Gallarate (VA). Caratteristiche tecniche e vendita on-line: *www.futuranet.it*

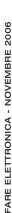
Codice MIP 257057

Stroboflash ad

Proiettore stroboscopio per utilizzo disco light o avviso luminoso alta potenza. Si serve di una lampada xeno del tipo a doppia spira ad "U". Completo di alimentatore con controllo di cadenza dei lampeggi. Potenza effettiva 500W\Secondo.

Costruire un proiettore stroboscopio, con pochi o molti componenti è cosa facile o quantomeno non difficile: occorre un trasformatore di trigger, la lampada alcuni diodi, uno più condensatori, un diac ed un triac o SCR.
La soluzione proposta evita l'uso di SCR e si basa su un componente con solo due piedini nel cui interno c'è un grosso diodo zener di potenza che, superata la soglia di zener si cortocircuita per poi ripristinarsi di nuovo. Il grosso zener è in realtà un diodo di Crowbar, un componente specifico per trigger o protettori di linea ed alimentazione. Utilizzando un circuito di carica R/C come serbatoio di energia in parallelo al diodo ed alla bobina, superata la solita tensione di soglia il diodo entrerà in conduzione scaricando tutta l'energia sulla bobina, proprio ciò che avviene in un proiettore stroboscopio con trigger a scarica capacitiva. Le lampade allo xeno, specialmente quelle di una certa potenza necessitano di tensione di alimentazione superiore alla tensione di rete raddrizzata quindi nel circuito è stato opportunamente usato un duplicatore di tensione per alimentare il tubo xeno.

ANALISI DELLO SCHEMA ELETTRICO

La figura 1 propone lo schema elettrico utilizzato per il proiettore stroboscopico allo xeno.
Viene prelevata la tensione dalla rete 230V e il condensatore C1 in parallelo ad essa permette di non avere spikes rumorosi (ben udibili in impianti di amplificazione) all'atto dell'accensione, il resistore R1 scarica detto condensatore quando non è presente tensione.
D1, D2, C2 e C3 formano un duplicatore di tensione a semionda che eroga ben 450V raddrizzati, per caricare a tale valore i grossi condensatori poliestere C5, C6 che sono il vero e proprio serbatoio di energia necessario per il lampo. Maggiori sono le capacità dei due condensatori e maggiore sarà l'energia disponibile per il lampo. Con la lampada utilizzata si consigliano i valori definiti nell'elenco componenti, con lampade di maggiore potenza funzionanti alla medesima tensione è possibile raddoppiare o addirittura triplicare la capacità dei due componenti. Con valori troppo elevati si rischia di mettere fuori uso per extracorrenti D1 e D2 o accorciare di troppo la vita operativa del tubo allo xeno.
Tramite partitore resistivo viene prelevata una porzione dei 230V di rete (circa 100V) quindi raddrizzata, senza filtrare con capacità, poi applicata al gruppo R\C formato da R4, P1 e C4. In questo modo si ha una lenta carica di C4 il cui tempo è determinato dalla regolazione di P1. D4 come già accennato è un diodo Crowbar di potenza, una sorta di zener molto resistente ai veloci picchi di extracorrente che, se ai capi di C4 saranno disponibili oltre 70V, chiude il circuito cortocircuitando tutto sul primario di T1. In realtà questo componente si comporta come un circuito con SCR o TRIAC comandato di gate da un DIAC o SBS, oppure ad uno scaricatore a vuoto. Questo particolare diodo è ad alta corrente, molto veloce nella chiusura controllata ma senza eccessiva dissipazione.
A valle del diodo D4 è inserito un trasformatore innalzatore apposito per accensione di lampade xeno che fornirà al terzo pin della lampada altissima tensione (oltre 10KV) tale da innescare il lampo nella stessa. Infine, regolando P1 si può

alta potenza

di Andrea Marani

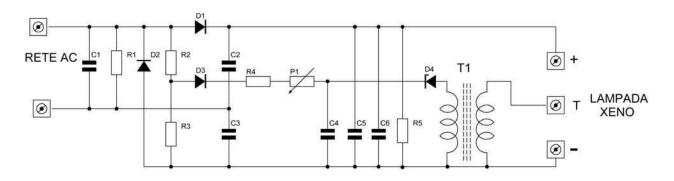



Figura 1 Schema elettrico

ottimizzare la cadenza dei lampi secondo i propri gusti.

ISTRUZIONI DI MONTAGGIO

Su una basetta in vetronite o supporto per alta tensione, realizzare piste ben distanti tra loro e cablaggi ridotti al minimo possibile. Tutti i componenti dovranno sopportare almeno 400V di lavoro continuativo alternato soprattutto per i condensatori che saranno anche del tipo poliestere antiinduttivo. Il potenziometro P1 dovrà essere del tipo a gambo plastico non conduttivo per mantenere ben isolato dall'alta tensione la manopola ed il contenitore che verrà posto a terra di rete.

Si monteranno per primi i resistori e i diodi compreso D4 che a differenza del DIAC ha polarità ben definita, poi i condensatori ed il potenziometro. Infine i pochi cablaggi.

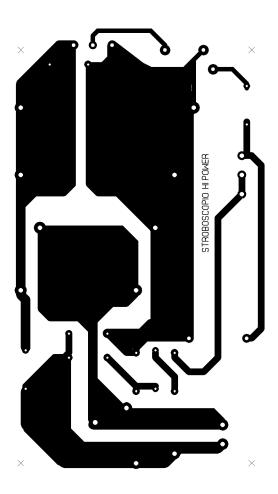
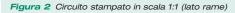
Utilizzando la lampada nelle immediate vicinanze del circuito elettronico i cavi di connessione potranno essere comuni antifiamma da 1,5mmq per uso civile, al contrario se la lampada sarà connessa con cavo di lunghezza maggiore (mai superiore ai 10 metri) si utilizzerà cavo bipolare con massa a calza per alta tensione o tre cavi nudi alto isolamento per TVC.

Il montaggio non è di alcuna difficoltà ed in pochi minuti sarà pronto. Si raccomanda di prestare attenzione alle polarità dei componenti, di saldare ben caldo e pulito e di irrorare di spray antiarco sia il circuito stampato che il lato componenti.

La circuitazione elettronica potrà essere racchiusa in un box plastico o metallico posto a terra di rete, l'alimentazione connessa con un cavo di rete tripolare completo di vaschetta VDE con fusibile in serie all'alimentazione e interruttore spia bipolare. Il fusibile sarà da 4A semiritardato. Praticherete un foro per il potenziometro P1 con manopola plastica. Potrete quindi usare un contenitore con vetro

ELENCO COMPONENTI	
R1	470 KΩ 3 W
R2, R3	100 KΩ 1/4 W
R4	220 KΩ 1/4 W
R5	680 KΩ 1/4 W
P1	1 MΩ potenziometro lineare
C1	220 nF 400 V poliestere
C2, C3	2,2 µF 400 V poliestere
C4	2,2 µF 100 V poliestere
C5	4,7 µF 400 V poliestere
C6	4,7/10 µF 400 V poliestere
D1÷D3	1N4007
D4	Diodo Crowbar KV65
T1	Trasformatore d'impulso per strobo trigger
LP1	Lampada AMGLO HD88U oppure 250 W/S a doppia spirale

Figura 2 Circuito stampato in scala 1:1 (lato rame)

Figura 3 Piano di montaggio

anteriore per alogena non tubolare, completo di parabola per alloggiare la lampada xeno. A seconda del box per faro utilizzato potrete contenere anche l'elettronica oppure no, nel secondo caso si consiglia di intestare sul cavo di alimentazione del tubo xeno due connettori Alden tre poli per alta tensione, tipo quelli dei laser ad elio neon, in modo da non avere scariche.

Finito il lavoro, collegata la lampada, è il momento di applicare la tensione. Tutto deve subito funzionare e tramite P1 sarà possibile regolare la cadenza dei lampi.

In taluni casi si rende necessario l'utilizzo di filtro di rete all'ingresso alimentazione del circuito, questo per evitare ticchettii e interferenze radio di ritorno sulla linea di rete. Ciò anche in conformità alle nuove norme sulla compatibilità elettromagnetica.

Figura 4 Lo stroboflash montato

Figura 5 Trasformatore d'impulso per strobo trigger

Figura 6 La lampada AMGLO HD88U che può essere sostituita con un qualsiasi modello da 250 W/S a doppia spirale

RACCOMANDAZIONE!

Non operate a circuito aperto con tensione di rete allacciata, non toccate imprudentemente i condensatori che, anche se predisposti alla scarica automatica tramite resistori parallelo potrebbero essere sempre un poco carichi. Una scarica a 650V non è mai piacevole.

Codice MIP 257058

FREESCALE

Spesso descritte come il "Santo Graal" delle memorie, le MRAM hanno le potenzialità per sostituire in vari campi le Flash, le RAM e perfino gli hard-disk. Un'analisi dettagliata di questi dispositivi da un punto di vista teorico prima e tecnico dopo, per comprendere a fondo come funzionano e come utilizzarle.

INTRODUZIONE

Le MRAM (Magnetoresistive o Magnetic Random Access Memory) sono una tecnologia emergente in cui i grandi colossi dell'elettronica (IBM, Infineon, NEC, Toshiba e Motorola) si sono imbarcati fin dal 2003. La prima società a commercializzare le MRAM è stata Motorola, che con la sua sussidiaria Freescale ha annunciato la disponibilità di chip da 4Mbit con tempo di accesso 35ns.
Si tratta di memorie RAM basate sul principio del magnetismo e nello specifico sulle resistenze create dai campi magnetici. Il grande vantaggio di queste memorie risiede nel fatto che si tratta di supporti non volatili (NVRAM) e che quindi conservano l'informazione anche in assenza di alimentazione. Altro aspetto da non sottovalutare è la velocità con cui sono eseguite le operazioni di lettura e scrittura. Si stima un velocità di 200MB/s (lettura/scrittura), contro i 108MB delle più recenti tecnologie di memoria SRAM. Ad incrementare ulteriormente il trasferimento dei dati contribuisce il fatto che le MRAM non necessitano di un refresh della cella.

Figura 1 Immagine del chip MR2A16A

Molti sostengono che queste memorie hanno le potenzialità per sostituire le RAM, le Flash e perfino gli hard disk.
Sarà descritta, nel seguito, la tecnologia che caratterizza le memorie magnetiche ed in particolare le cosiddette Toggle MRAM di Freescale. Saranno presentati i vantaggi che tali supporti hanno rispetto agli altri prodotti, come SRAM, DRAM, FRAM e Flash. Infine, si analizzeranno le caratteristiche tecniche ed elettriche del primo modulo commercializzato da Freescale Semiconductor: MR2A16A. La Figura 1 riporta l'immagine del chip in esame.

LA TECNOLOGIA MRAM

Tecnica di switching Savtchenko

La struttura della cella MRAM MR2A16A è basata su un transistor ed una giunzione magnetica (1T1MTJ). In Figura 2 sono visibili, oltre tali componenti, anche la linea di scrittura (in alto) e il percorso di lettura (in basso). Il processo tecnologico utilizzato per fabbricare la cella è di tipo CMOS 0.18µm. I livelli di metallizzazione

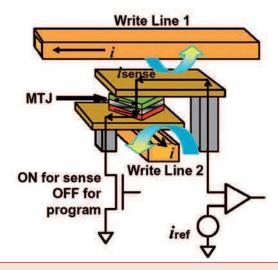



Figura 2 Schema di un cella MRAM

le RAM magnetiche a 4Mbit

di Savino Giusto

sono 5, inclusa la linea per la corrente di programmazione e lo strato ad elevata permeabilità per la concentrazione del flusso magnetico.
Ciascun elemento di memoria di una MRAM usa una giunzione MTJ (Magnetic Tunnel Junction) per la memorizzazione del singolo bit; si tratta dell'elemento base di una memoria magnetica. Tale giunzione è composta da un layer di materiale magnetico permanente, un sottile dielettrico che funge da barriera per gli elettroni ed uno strato magnetico "libero" o free (ossia, il cui momento può essere alterato). Quando una polarizzazione è applica alla MTJ, gli elettroni acquisiscono l'energia necessaria a superare la barriera costituita dal dielettrico; questo fenomeno è conosciuto col nome di tunneling. La giunzione presenta una bassa resistenza al passaggio di corrente quando il momento magnetico del layer libero è orientato in modo parallelo a quello del layer fisso; viceversa, la resistenza sarà massima se il layer risulta anti-parallelo. In questo modo si può discriminare lo stato logico "0" e lo stato logico "1". Tale effetto è detto magneto-resistivo, da cui il nome della memoria. In Figura 3 è schematizzato il funzionamento sopra descritto. Con σ si è indicato il valore pari a 125Ω. Per ottenere una buona separazione dei livelli logici è necessario assicurare tra loro una differenza di resistenza di 23σ. Un valore più basso comporterebbe errori di interpretazione dello stato logico.
La differenza sostanziale della MRAM rispetto alle altre tecnologie di memorie sta nel fatto che il dato è memorizzato come stato magnetico, piuttosto che come carica immagazzinata. La lettura è eseguita misurando la resistenza della cella, senza necessità di alterare lo stato magnetico. Inoltre, con la polarizzazione magnetica non si hanno correnti di leakage (dispersione) che con il tempo provocano la perdita dell'informazione. In questo modo il contenuto della cella è mantenuto anche in assenza di alimentazione. Per usare un'analogia, le MRAM funzionano come fossero un hard disk.
Per ottenere una elevato grado di integrazione, le singole celle di MRAM (Figura 2) sono sistemate in una matrice con ciascuna linea di scrittura che si estende per centinaia o migliaia di bit come è illustrato in Figura 4.
Durante una operazione di scrittura, gli impulsi di corrente passano attraverso una digit line (D1, D2 e D3 in Figura 4) ed una bit line (B1 e

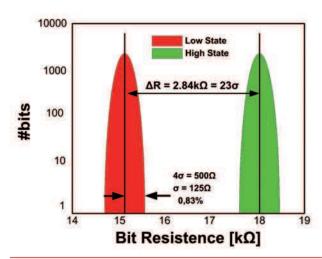



Figura 3 Grafico dell'effetto magnetoresistivo

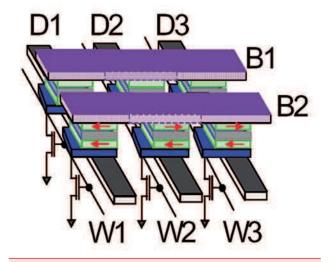



Figura 4 Matrice di celle MRAM

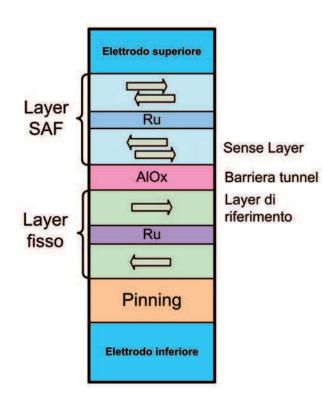



Figura 5 *Schema di una giunzione Savtchenko*

B2 in Figura 4), programmando soltanto il bit che si trova all'incrocio delle due.
L'approccio seguito da Freescale per la programmazione della cella permette di superare alcuni problemi che si avevano con il precedente metodo di switching. Tale metodo prevede l'uso di una nuova struttura magnetica e di una ben precisa sequenza di impulsi. Il bit, in questo modo, può essere programmato mediante una modalità toggle, denominata Savtchenko switching, dal nome del suo primo inventore. Gli stessi impulsi usati per scrivere "0" a partire da "1" servono per fare il viceversa. Praticamente, ogni volta che si invia questa sequenza di impulsi, il dispositivo cambia il suo stato magnetico con quello opposto.
La struttura di una giunzione magnetica Savtchenko è basata sul layer libero SAF (Synthetic AntiFerromagnet). Essa è formata da due strati ferromagnetici, separati da un layer non magnetico. Tale struttura è mostrata schematicamente in Figura 5. Mentre in Figura 6 è riportata l'immagine, al microscopio elettronico, della stessa giunzione.
Le frecce grigie del free layer in Figura 5 rappresentano i due possibili stati in cui si possono trovare (parallelo o anti-parallelo).

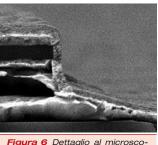



Figura 6 *Dettaglio al microscopio elettronico di una MTJ*

L'applicazione di una particolare sequenza provoca la rotazione di 180° di tale strato, modificando lo stato logico. In Figura 7 è schematizzata la sequenza di toggle necessaria per invertire lo stato. E' interessante notare che le altre celle MRAM non sono influenzate durante questo processo, perché una singola linea non è in grado di cambiare un bit. Con il metodo tradizionale di switching il problema era proprio questo: una singola linea poteva modificare lo stato di celle non interessate alla scrittura.

Integrazione dei dispositivi magnetici con CMOS

Lo schema di una cella MRAM, relativamente ad una architettura 1T1MTJ è mostrata in Figura 8. Il modulo MRAM è integrato tra gli ultimi due strati di metal, in un processo differente da quello standard usato per i semiconduttori. Questo schema di integrazione ha il grande

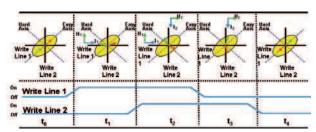



Figura 7 *Sequenza di toggle*

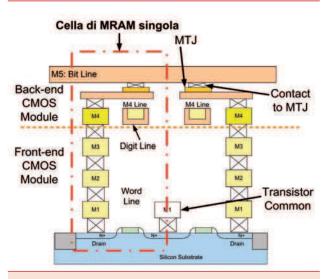



Figura 8 *Sezione trasversale di una cella MRAM*

Figura 9 Vista al microscopio di una MR2A16A

vantaggio di non richiedere alterazione al processo tecnologico CMOS.
Le applicazioni di questa tecnica sono molto attraenti. Spesso un microcontrollore o un processore richiedono a bordo memoria veloce e memoria non volatile; le MRAM possono fornire entrambe le caratteristiche in un unico prodotto. In Figura 9 l'immagine al microscopio a scansione elettronica di una memoria MR2A16A.

CONFRONTO CON LE ALTRE TECNOLOGIE (SRAM, DRAM, FLASH, FRAM)

Un confronto tra le MRAM e le altre tecnologie di memorie è doveroso, poiché consente di comprendere meglio i punti di forza delle memorie magnetiche rispetto alle altre.
La Tabella 1 prende in esame le SRAM, DRAM, Flash, FRAM, evidenziando per ciascuna i punti deboli rispetto alle MRAM. I parametri presi in considerazione sono:

- Velocità di lettura
- Velocità di scrittura
- Volatilità dei dati
- Endurance dei dati
- Necessità del refresh
- Dimensione della cella
- Tensione low voltage

Nella Tabella 1 sono riportati i punti deboli di ciascuna tecnologia. Poiché le MRAM sono non volatili, esse mantengono i dati anche quando non è presente l'alimentazione. La potenza dissipata, perciò, può essere sensibilmente ridotta spegnendole quando sono inattive. Questo non è, invece, possibile nelle DRAM (Dynamic RAM) le quali essendo non volatili, perdono l'informazione se si rimuove la tensione di alimentazione. Uno schema di principio della cella elementare di una RAM dinamica è mostrata in Figura 10, in cui si può notare la presenza del condensatore CS che serve per immagazzinare la carica (valore logico "1"). Un altro "neo" di questa memoria è la necessita del refresh. La tecnologia di fabbricazione ha permesso di ridurre notevolmente le dimensioni, sovrapponendo il transistor al condensatore. Però in questo modo i fenomeni di dispersione determinano lo scaricamento del condensatore in pochi millisecondi. Ecco spiegata la necessità del refresh: si tratta di un circuito che, centinaia di volte al secondo, legge il valore contenuto nella cella, lo rigenera e quindi lo riscrive (è questo il motivo per cui si parla di memorie dinamiche). Questo rende le DRAM intrinsecamente più lente. In realtà, a

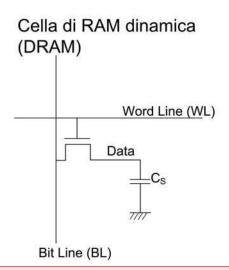



Figura 10 Struttura di una cella DRAM

	SRAM	DRAM	FLASH	FRAM	MRAM
Lettura	Veloce	Moderato	Veloce	Moderato	Moderato-Veloce
Scrittura	Veloce	Moderato	Lento	Moderato	Moderato-Veloce
Non volatile	No	No	Si	Parziale	Si
Endurance	Illimitato	Illimitato	Limitato	Limitato	Illimitato
Refresh	No	Si	No	No	No
Dimensione	Grande	Piccolo	Piccolo	Media	Piccolo
Low voltage	Si	Limitato	No	Limitato	Si

Tabella 1: *Confronto tra tecnologie di memorie*

tale fenomeno di dispersione della carica si aggiunge anche la necessità di rigenerare il bit subito dopo un'operazione di lettura. Un cella di MRAM non soffre invece di questi problemi, poiché il fenomeno utilizzato non provoca la dispersione della carica e la lettura dell'informazione non perturba lo stato logico.

In contrapposizione alle memorie dinamiche, ci sono quelle statiche (SRAM), così chiamate perché non necessitano del refresh. Osservando la Figura 11 si comprende che il principale vantaggio di una cella SRAM, detta 6T in quanto costituita da 6 transistor, è la dimensione e quindi la densità del singolo bit. Una cella MRAM risulta circa 4 volte più piccola di una SRAM 6T. Quest'ultime sono però memorie più veloci, usate generalmente come cache di primo livello (L1) nei PC. Il chip MR2A16A ha un tempo di accesso di 35ns sia in lettura che in scrittura. Questo lo rende competitivo con le

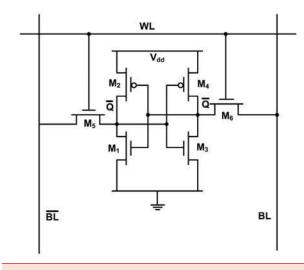



Figura 11 Struttura di una cella SRAM 6T

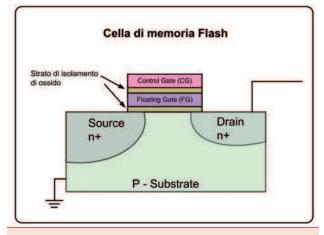



Figura 12 Struttura di una cella Flash

MR 2 A 16 A TS 35 C

Prefisso per le MRAM di Freescale
Codice della Densità (2 = 4Mb, 4 = 16Mb)
Tipo di memoria (A = Asincrona, S = Sincrona)
Configurazione I/O
Range operativo di temperatura (C = 0°C a 70°C)
Tempo di accesso (ns)
Tipo del Package (TS = TSOP)
Revision (A = rev 1)

***Figura 13** Significato della sigla MR2A16ATS35C*

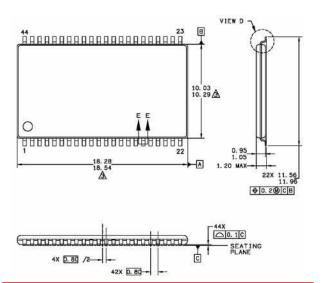



***Figura 14** Dimensione (mm) del package 44 pin TSOP*

SRAM di livello intermedio. Comunque, allo stato attuale non sono in grado di competere con le SRAM dalle prestazioni elevate con tempi di accesso di 10ns. In pratica non è possibile utilizzarle come cache L1. Il fattore prezzo, un parametro fondamentale, è a favore delle MRAM grazie anche al minor numero di componenti usati ed al processo tecnologico che permette di sovrapporre la struttura 1T1MTJ.

Nome pin	Funzione
A[17:0]	Linee indirizzamento
/E	Chip enable
/W	Write enable
/G	Output enable
/UB	Selezione byte superiore
/LB	Selezione byte inferiore
DQL[7:0]	Data I/O, byte inferiore
DQU[15:8]	Data I/O, byte superiore
VDD	+3.3-V power supply
VSS	Ground
NC	Non connesso

***Tabella 2:** Descrizione pin MR2A16A*

Confrontate con le memorie Flash, le MRAM hanno il grande vantaggio di non richiedere elevate tensioni per la programmazione. La struttura di una Flash, mostrata in Figura 12, è simile a quella di un transistor MOSFET, ma con due gate anziché uno soltanto. Infatti, oltre al solito Control Gate (CG) esiste anche il Floating Gate (FG), che risulta essere completamente isolato in uno strato di ossido. Il FG si trova tra il CG e il substrato. Siccome il FG è isolato, ogni elettrone che gli passa sopra viene intrappolato permettendo così di conservare il bit di informazione. Quando gli elettroni si attestano sul FG, essi modificano il campo elettrico proveniente dal CG e ciò influenza la tensione di soglia (VT) della cella. Durante un'operazione di lettura, applicando una tensione sul CG, la corrente fluisce o meno a seconda della VT della cella che è controllata dal numero di elettroni presenti sul FG. Questa presenza o assenza di corrente viene tradotta in 0 o 1, riproducendo il valore del bit memorizzato. Per programmare il valore di una cella si avvia un flusso di elettroni dal source al drain, poi una tensione molto elevata viene imposta sul CG che genera un campo elettrico sufficientemente elevato affinché gli elettroni vengano intrappolati nel FG. Questo processo viene chiamato "hot-electron injection". Il CG non fa altro che "flashare" il FG attraverso una tensione molto elevata ed è da questo che prende il nome la memoria. Alcuni campi applicativi sono nella realizzazione di supporti di memorizzazione portatili come pendriver USB. Grazie alla diversa tecnologia, le MRAM consumano meno energia in un ciclo di scrittura, poiché l'energia/bit è alcuni ordini di grandezza minore delle Flash. Un altro aspetto da non sottovalutare è la durata del dispositivo ai cicli di scrittura. Per le Flash valori tipici sono 10^5 (l'elemento sensibile in questo caso è il floating gate ed il fenomeno distruttivo è detto wear-out), mentre

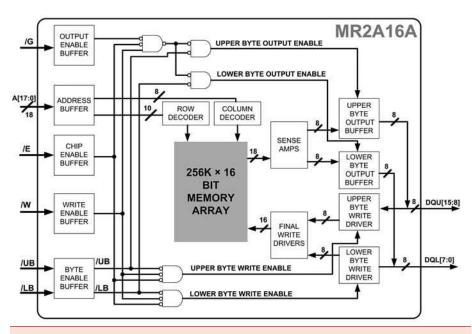



Figura 15 *Schema a blocchi del MR2A16A*

/E	/G	/W	/LB	/UB	Modalità	Corr. V_{DD}	DQL[7:0]	DQU[15:8]
H	X	X	X	X	Non selezionato	I_{SB1}, I_{SB2}	Hi-Z	Hi-Z
L	H	H	X	X	Uscita disabilitata	I_{DDA}	Hi-Z	Hi-Z
L	X	X	H	H	Uscita disabilitata	I_{DDA}	Hi-Z	Hi-Z
L	L	H	L	H	Lettura byte basso	I_{DDA}	DOUT	Hi-Z
L	L	H	H	L	Lettura byte alto	I_{DDA}	Hi-Z	D_{OUT}
L	L	H	L	L	Lettura word	I_{DDA}	D_{OUT}	D_{OUT}
L	X	L	L	H	Scrittura byte basso	I_{DDA}	D_{IN}	Hi-Z
L	X	L	H	L	Scrittura byte alto	I_{DDA}	Hi-Z	D_{IN}
L	X	L	L	L	Scrittura word	I_{DDA}	D_{IN}	D_{IN}

Tabella 3: *Modalità operative. (H = High, L = Low, X = don't care, Hi-Z = High impedence)*

per le memorie magnetiche non è previsto nessun meccanismo di deterioramento della cella. Quindi i cicli di scrittura sono, almeno in teoria, illimitati. Le FRAM (Ferroelectric RAM) sono un tipo di memoria non volatile. Esse sono simili, come processo costruttivo, alle DRAM, ma è usato una layer ferro-elettrico per renderle non volatili. Presentano un numero di cicli di scrittura superiore a quello delle Flash, comunque limitato.

TOGGLE MRAM: ANALISI TECNICA

Il chip MR2A16ATS35C (il significato della sigla è riportato in Figura 13) è un dispositivo organizzato in 262.144 word ciascuna da 16bit, per un totale di 4.192.304bit. La memoria è dotata di un pin di enable (/E), di abilitazione della scrittura (/W), di abilitazione dell'uscita (/G) per progetti con sistemi di tipo bus contention (in cui cioè su un unico bus accedono più dispositivi). Inoltre, il dispositivo è dotato di un controllo dell'abilitazione del singolo byte (/LB e /UB). Per la descrizione di ogni singolo pin si faccia riferimento alla Tabella 2.
La memoria è assemblata in un package di tipo TSOP 44, con i pin di alimentazione e massa presenti nella parte centrale del package. Le sue dimensioni sono visibili in Figura 14. Lo schema a blocchi della memoria (Figura 15) è utile per comprendere più a fondo le varie funzioni di cui essa è provvista. Il cuore di tutto il dispositivo è la matrice di memoria che contiene le celle magnetiche. Ciascuno di questi elementi può essere indirizzato mediante A[17:0]. Con 18 linee è possibile indirizzare 2^{18} = 262.144 word, ciascuna da 16bit. Poiché la memoria è organizzata a matrice è necessario un decoder di riga (10bit dell'indirizzo) ed uno di colonna (8bit dell'indirizzo). Per la lettura di una locazione di memoria bisogna leggere lo stato magnetico della giunzione MTJ. Questo compito viene assolto dal blocco SENS AMPS (Sensitività Amplifier). Il dato letto viene quindi inserito nei relativi buffer. Per la scrittura, invece, esistono due appositi driver per il byte alto e basso della word. Un dispositivo di scrittura finale provvede a prendere il valore dei due blocchi e a modificare (eventualmente) lo stato magnetico della cella indirizza, secondo la serie di impulsi descritti in Figura 7. E' stata prevista una logica combinatoria per l'abilitazione/disabilitazione

Parametro	Simbolo	Valore	Unità
Tensione di alimentazione	V_{DD}	–0.5 to 4.0	V
Tensione su ogni pin	V_{IN}	–0.5 to V_{DD} + 0.5	V
Corrente di uscita per pin	I_{OUT}	20	mA
Dissipazione di potenza del package	PD	0.600	W
Temperature under bias	T_{Bias}	–10 to 85	°C
Storage temperature	T_{stg}	–55 to 150	°C
Temperatura durante saldatura (3 minute max)	T_{Lead}	260	°C
Massimo campo magnetico alla superficie del dispositivo	H_{max}	15	Oe

***Tabella 4:** Condizioni massime di funzionamento*

dei buffer per la scrittura e lettura. La Tabella 3 aiuta a comprendere il funzionamento di tale logica. Gli ingressi previsti sono cinque (/E, /G, /W, /LB, /UB). La colonna corrente VDD riporta la corrente dissipata in corrispondenza della modalità (per maggiori dettagli sulla corrente assorbita si faccia riferimento alla Tabella 5). Ove specificato Hi-Z, deve intendersi che la memoria è ad alta impedenza, disconnettendosi così da un eventuale bus. Col la sigla DOUT e DIN si è indicato, rispettivamente, il dato da leggere e da scrivere da/verso la memoria. Ad esempio, se si vuole effettuare una semplice operazione di lettura di una word dalla memoria, allora sarà necessario abilitare il chip (/E = L) e l'uscita (/G = L); inoltre, bisognerà disabilitare la memoria in scrittura (/W = H) ed abilitare l'uscita relativa al byte superiore ed inferiore (/UB = L e /LB = L). Per utilizzare al meglio il componente è importante conoscere le sue condizioni massime di funzionamento. La Tabella 4 riassume tali parametri. In particolare, il chip è dotato di circuiti di protezione da danni causati da tensioni statiche elevate o campi elettrici, come tutti i comuni circuiti integrati al silicio. Inoltre, essendo basato, anche, su elementi magnetici, sono previste protezioni contro i campi elettromagnetici. In caso di campi elettromagnetici superiori a 15Oe (l'Oersted è l'unità di misura della forza magnetizzante nel sistema CGS ed 1Oe = 0,795 A/cm) è necessario prevedere opportune schermature.
Tutti i livelli logici sono TTL compatibili. In Tabella 5 sono riportate le normali condizioni di funzionamento. Come si può notare, la tensione di alimentazione è pari 3.3V e quindi non sono richieste elevate tensione come accade invece nelle Flash. La corrente assorbita (IDDR) in fase di lettura risulta essere circa la metà di quella richiesta in modalità scrittura. Questo è intuibile poiché per la scrittura è necessaria una corrente superiore per polarizzare opportunamente la cella magnetica. Per una analisi completa di una memoria è importante avere una stima dei tempi di lettura e scrittura. La Tabella 6 riporta i tempi relativi al ciclo di lettura, mentre la Figura 16 mostra i segnali di temporizzazione per tale

Parametro	Simbolo	Min	Typ	Max	Unità
Tensione di alimentazione	V_{DD}	3.0	3.3	3.6	V
Input high voltage	V_{IH}	2.2	—	VDD + 0.3	V
Input low voltage	V_{IL}	–0.5	—	0.8	V
Operating temperature	T_A	0		70	°C
Corrente di alimentazione — Lettura (IOUT= 0mA, VDD = max)	I_{DDR}	-	55	80	mA
Corrente di alimentazione — Scrittura (VDD = max)	I_{DDW}	-	105	155	mA
Corrente standby (VDD = max, /E = VIH)	I_{SB1}	-	18	28	mA
Corrente standby CMOS (/E ? VDD – 0.2V and VIN VSS + 0.2V oppure VDD – 0.2V) (VDD = max, f = 0MHz)	I_{SB2}	-	9	12	mA

***Tabella 5:** Condizioni tipiche di funzionamento*

Figura 16 Ciclo di lettura

Figura 17 Ciclo di scrittura

operazione. Le analoghe informazioni per il ciclo di scrittura sono riportate in Tabella 7 ed in Figura 17.

Parametro [ns]	Min	Max
Read cycle time t_{AVAV}	35	—
Address access time t_{AVQV}	—	35
Enable access time t_{ELQV}	—	35
Output enable access time t_{GLQV}	—	15
Byte enable access time t_{BLQV}	—	15
Output hold from address change t_{AXQX}	3	—
Enable low to output active t_{ELQX}	3	—
Output enable low to output active t_{GLQX}	0	—
Byte enable low to output active t_{BLQX}	0	—
Enable high to output Hi-Z t_{EHQZ}	0	15
Output enable high to output Hi-Z t_{GHQZ}	0	10
Byte high to output Hi-Z t_{BHQZ}	0	10

Tabella 6: *Temporizzazione del ciclo di lettura*

Parametri [ns]	Min	Max
Write cycle time t_{AVAV}	35	—
Address set-up time t_{AVWL}	0	—
Address valid to end of write (G high) t_{AVWH}	18	—
Address valid to end of write (G low) t_{AVWH}	20	—
Write pulse width (G high) t_{AVWH}, t_{WLEH}	15	—
Write pulse width (G low) t_{WLWH}, t_{WLEH}	15	—
Data valid to end of write t_{DVWH}	10	—
Data hold time t_{WHDX}	0	—
Write low to data Hi-Z t_{WLQZ}	0	12
Write high to output active t_{WHQX}	3	—
Write recovery time t_{WHAX}	12	—

Tabella 7: *Temporizzazione del ciclo di scrittura*

CONCLUSIONI

Le sfide che Freescale e gli altri produttori di MRAM si trovano ad affrontare si possono riassumere in tre punti fondamentali:

1. Ridurre le corrente di pilotaggio
2. Evitare instabilità termiche
3. Incrementare la densità della matrice

In parte questi obbiettivi sono stati raggiunti anche se non pienamente. La riduzione della corrente dei dispositivi è limitata soprattutto dalla sensibiità degli amplificatori di lettura. Eventuali processi di instabilità termica vengono superati perfezionando il processo di fabbricazione delle memorie. L'aumento della densità è un parametro più critico. Riducendo la cella, infatti, si riduce anche lo strato di ossido che funge da barriera e conseguentemente si annulla la sua funzione. Inoltre, le elevate temperature richieste per il processo tecnologico dei semiconduttori sono dannose per i materiali magnetici. Questi infatti perdono le loro proprietà. Freescale ha superato tale problema mediante la tecnica del laser annealing che consente di usare differenti temperature a seconda del layer. I campi applicativi delle MRAM, come si sarà capito nel corso dell'articolo, sono i più svariati. Esse costituiscono un valido sostituto alle unità SRAM di tipo battery-backed. Altre applicazioni includono cache, memorie per la configurazione di unità e in generale in tutti quei sistemi in cui la velocità, flessibilità e non volatilità delle MRAM possono risultare utili. Si prevede di impiegare, in un futuro prossimo, queste memorie in sistemi embedded basati su processori o controller, sostituendo con un unico prodotto tutti i vari tipi di memorie usate attualmente. Le aspettative sono tante, non resta che attendere!

BIBLIOGRAFIA

[1] Daughton, J.; *Magnetoresistive Random Access Memory; 2000.*
[2] Klein, L.; *Single-layer PHE-based MRAM; 2005.*
[3] Akerman, J.; *Toward a Universal Memory; Science; 308(4), 508-510; 2005.*
[4] Mallinson, John; *Magneto-Resistive and Spin Valve Heads; Academic Press; 2002.*
[5] Hirota E., Sakakima H., Inomata K,; *Giant Magneto-Resistance Devices; Springer; 2002.*
[6] Hartmann, Uwe (editor); *Magnetic Multilayers and Giant Magnetoresistance; Springer; 2000.*
[7] Daughton, James M, Advanced MRAM Concepts; *NVE Corporation, 2001.*
[8] Slaughter J.M et al; *Fundamentals of MRAM Technology; Journal of Superconductivity; 15(1), 19; 2002.*
[9] Daughton, J.M.; *J. Appl. Phys; 81(8), 3758.*
[10] Durlam, M et al.; *VLSI Symposium 2002.*
[11] Durlam, M., et al.; *A 0.18um 4Mb Toggling MRAM; Freescale Semiconductor, Inc.; 2003.*
[12] Pohm, A.V. et al.; *IEEE Transactions on Magnetics; 33(5), 3280.*
[13] Slaughter, J.M., et al.; *Magnetic Tunnel Junction Materials for Electronic Applications; JOM-e, 52(6); 2000: http://www.tms.org/pubs/journals/JOM/0006/Slaughter/Slaughter-0006.html*
[14] Freescale–MRAM fact sheet: *www.freescale.com/files/technology_manufacturing/doc/MRAM_FACT_SHEET.pdf*
[15] Hyperphysics – Hysteresis in magnetic materials: *www.hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/hbase/solids/hyst.html#c1*

Codice MIP 257062

Quinta parte
n° 255 - Settembre 2006
Il circuito di ricarica delle batterie

Sesta parte
n° 256 - Ottobre 2006
La scheda madre

Settima parte
n° 257 - Novembre 2006
Assemblaggio finale

UPS By Example

Siamo dunque giunti alla fine di questa serie di articoli dedicata agli UPS. Oggi ci occuperemo del cablaggio (dei collegamenti tra la scheda madre con i trasformatori e le prese di ingresso e uscite) e della taratura del nostro UPS.

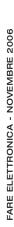
IL MONTAGGIO

Nella figura 1 i collegamenti sono riportati con un tratto colorato e vanno effettuati rispettando tale colorazione; per maggiore chiarezza i terminali delle morsettiere sono definiti in maniera inequivocabile. Per quanto riguarda la filatura, come gia accennato nella puntata precedente, si potrà realizzare con filo di buona sezione ma senza esagerare (un filo da 1.5 mm^2 va più che bene). Di sezione superiore (almeno 4 mm^2) dovranno essere i fili che collegano la batteria alla scheda, come pure il primario del trasformatore alla stessa; infatti è in questi conduttori che scorre la corrente maggiore. Il conduttore positivo della batteria va saldato al circuito stampato e terminato dall'altra parte con un capicorda faston isolato; quello negativo va capicordato da entrambi i lati. Il trasformatore di potenza va collegato anch'esso con faston dal lato scheda, mentre dall'altro consiglio di saldare i fili direttamente sui terminali appositamente predisposti dal costruttore (a meno che il trasformatore viene gia realizzato con i fili uscenti dall'avvolgimento, ma di solito, gli avvolgitori preferiscono i terminali a saldare). Per il collegamento alle morsettiere il consiglio è quello di stagnare il filo spelato di circa 3-4 mm oppure terminarlo con apposite spinette (in tal caso dovrete anche procurarvi una buona pinza crimpatrice adatta ai terminali utilizzati)

LA TARATURA

Questa va eseguita in varie fasi; per prima cosa Il funzionamento della scheda madre deve essere verificato prima dell'istallazione e del collegamento con gli altri elementi dell'UPS, seguendo i passi 1-3. Il mio suggerimento è quello di eseguire questi punti sul banco; è necessario quindi disporre di un alimentatore a tensione variabile almeno fino a 30 volt, di un Variac di rete (munito di trasformatore d'isolamento), un multimetro digitale con lettura in RMS, dell'immancabile oscilloscopio. Per consentire all'oscilloscopio il prelevamento della forma d'onda d'uscita (sinusoide di rete/Step-wave dell'inverter), onde poter completare i passi successivi, bisogna avvalersi di un piccolo trasformatore (vedi incorniciato). Un secondario a 12 V (così lo si può utilizzare anche per la pre-taratura del modulo di commutazione) va più che bene (ma non è un valore critico). Vediamo insieme come procedere passo dopo passo.

ATTENZIONE!

Bisogna sempre e comunque tenere presente che alla scheda vanno collegate tensioni di 220 volt che sono da considerarsi pericolose e, in casi estremi, letali. Pertanto vi invito a prestare molta attenzione, durante le fasi di collaudo, alle manovre che si effettuano quando è presente la tensione di rete. Prendete tutte le precauzioni necessarie, verificate il buon funzionamento dei dispositivi di protezione (interruttori differenziali e magnetotermici) e l'efficacia della messa a terra dell'impianto elettrico!

Assemblaggio finale

di Massimo Di Marco

Step 1: Taratura delle tensioni di controllo dello stato della batteria

Bisogna collegare i terminali della batteria della scheda ad un alimentatore impostato ad una tensione di 24 Volt; una volta chiuso l'interruttore d'accensione il relé di ON-OFF si deve eccitare e si devono illuminare i led "+12V" ed "INV ON" della scheda. Gli altri led devono rimanere spenti. Dopo qualche secondo il modulo di commutazione porta il segnale INV ON alto; il relé di commutazione deve eccitarsi ed il Buzzer emettere un bip ogni 5 secondi circa (poiché la rete non è collegata). A questo punto portare la tensione dell'alimentatore a 21,6 -22 volt e regolare il trimmer R61 fino a che il led "BAT LOW" si accende e il suono emesso dal Buzzer diventa continuo. Dopo di che, abbassando la tensione a 21 volt circa si deve verificare l'accensione del led "BAT STOP", lo spegnimento del relé di commutazione e il silenziamento del buzzer; in questa condizione infatti si rileva l'eccessiva scarica della batteria ed il conseguente blocco dell'inverter.

Riportando la tensione d'alimentazione a 24 Volt il tutto deve ritornare come nella condizione iniziale, cioè in "funzionamento a batterie"; verificando il normale funzionamento portare gradualmente la tensione a 29-30 Volt e regolare R50 fino ad ottenere l'accensione del led "BAT OK". La prima fase di taratura è così conclusa.

Step 2: Pretaratura dell'inverter

Riportare la tensione d'alimentazione a 24 Volt; solo il led "INV ON" è acceso ed il buzzer suona ad intermittenza. Verificare che sulle uscite dell'UCC 27424, e quindi sui gate dei quattro power-mos, sia presente l'onda quadra. Ponendo l'oscilloscopio su una della uscite regolare il trimmer R51 (frequency adj) in modo da settare la frequenza di oscillazione a 50 Hz. Il trimmer R50 regola la durata degli impulsi (duty cicle) e quindi la tensione di uscita. Questo va regolato per una durata degli impulsi di 5 ms. (valore di preset) e successivamente, quando il trasformatore di

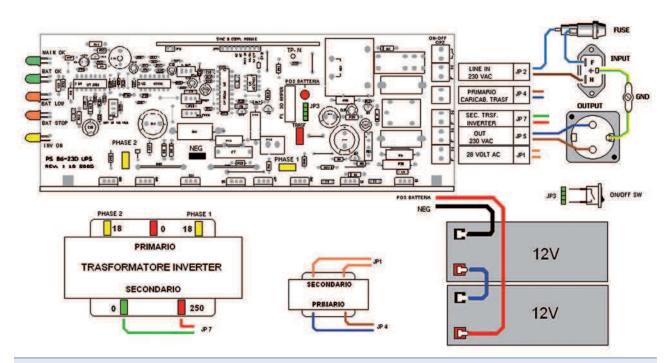



Figura 1 Collegamenti tra la scheda e i vari elementi. Per non creare confusione la filatura è indicata con colori diversi

potenza sarà collegato, si regolerà in modo da ottenere in uscita 220 volt circa.

Step 3: regolazione della soglia di intervento

Si presume che la schedina di controllo sia stata collaudata, come indicato nella 4° puntata; una volta montata verificare, variando la tensione di rete mediante il variac, che la soglia di intervento sia settata nel range 160 -180 Vac e che portando la tensione a circa 200 Vac si accenda il led “MAIN OK”. Nel caso contrario regolare nuovamente il trimmer, poiché ci può essere una piccola diffe-

Figura 2 La scheda completa pronta per essere collegata ai trasformatori e alle batterie

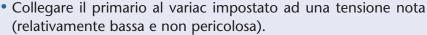
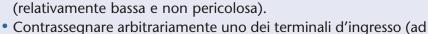
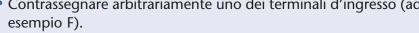
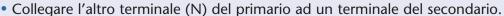
RISPETTIAMO LE FASI...

Solitamente i vari avvolgimenti dei trasformatori vengono avvolti nello stesso verso; ma, dato che nella taratura dell’UPS la fase è importante bisogna avere cura di fasare primario e secondario del trasformatore di misura in maniera certa. Il piccolo trasformatore utilizzato serve, come ho gia detto, a prelevare il segnale generato dalla rete elettrica o dall’inverter in maniera adeguata, sicura (vedi isolamento della massa dello strumento) e non distruttiva per il nostro amato oscilloscopio; ma non deve assolutamente invertire le fasi primario-secondario. Se non si è assolutamente sicuri di ciò si può agire nel modo seguente:

Figura A Fasatura tra i due avvolgimenti del trasformatore

- Collegare il primario al variac impostato ad una tensione nota (relativamente bassa e non pericolosa).

- Contrassegnare arbitrariamente uno dei terminali d’ingresso (ad esempio F).

- Collegare l’altro terminale (N) del primario ad un terminale del secondario.

- Misurare ora la tensione risultante tra il punto F e l’altro terminale del secondario; se questa è aumentata rispetto alla tensione imposta al primario significa che la tensione di secondario si è sommata a quella del primario. I due piedini in corto sono allora da considerarsi in fase e quindi da contrassegnare allo stesso modo (N); se la tensione risultante è inferiore allora siamo ovviamente di fronte al caso contrario.

In sostanza abbiamo sfruttato il principio dell’autotrasformatore il quale ovviamente non ha l’isolamento primario-secondario. Questo principio è alla base del funzionamento del variac il quale preleva mediante un contatto strisciante la tensione disponibile sulle spire (radiali) di un autotrasformatore toroidale.

Una volta stabilita la polarizzazione degli avvolgimenti e rimosso il ponticello il trasformatore è pronto ad essere impiegato nelle misure e nei test. Un suggerimento abbastanza utile è quello di montare il trasformatore in uno scatolino dotato di prese elettriche d’ingresso e d’uscita collegate al primario e un comodo connettore (ad esempio un BNC) collegato alla sonda dell’oscilloscopio per visualizzare la forma d’onda.

Figura B Prelevamento della forma d’onda mediante trasformatore; notare i puntini neri che si riferiscono alle fasi degli avvolgimenti, secondo quanto detto prima

renza tra il trasformatore usato per la pre-taratura con quello realmente montato sulla scheda principale. Per far ciò bisogna collegare i morsetti LINE IN al variac. Verificare che l'impulso presente sul pin 9 "OUT B" sia agganciato alla frequenza di rete (prelevabile con l'oscilloscopio sul test point TP-N). A questo punto la scheda può essere istallata, collegandola come in figura 1 agli altri elementi dell'UPS

Step 4: Regolazione della tensione d'uscita e della protezione di massima corrente

Collegare il primario ed il secondario del trasformatore di potenza; accendere l'UPS senza collegare la rete (in modo tale che funzioni l'inverter) e, con un piccolo carico (ad esempio 50-60W o quello proposto nella terza puntata) posto sull'uscita, regolare mediante R52 la tensione d'uscita al valore di 220 Volt; eseguire la misura con un multimetro a vero valore efficace (true RMS). A questo punto aumentare il carico fino 350-400 W e controllare che si verifichi l'intervento della protezione; se ciò non avviene regolare il trimmer R53 fino ad attivare la protezione.

Step 5: Verifica della fase del trasformatore di potenza

Accendere l'UPS con il variac a zero; regolare il variac a circa 160 Vac, in modo da far funzionare l'inverter ma al tempo stesso disporre della sinusoide di rete. Controllare con l'oscilloscopio l'avvenuto aggancio tra la forma d'onda dell'inverter - prelevata dall'uscita mediante il trasformatorino d'isolamento rispettando la fase dei piedini (vedi incorniciato) - e quella di rete, prelevata invece dal TP–N che corrisponde al pin 4 del modulo di commutazione; se le forme d'onda sono in fase lasciare tutto com'è, se invece sono sfasate invertire i due fili del secondario del trasformatore di potenza e riprendere la procedura. Non sono ammesse vie di mezzo; se sussiste una piccola differenza tra le due fasi va bene lo stesso ma si può agire sul trimmer R42 posto sulla schedina di commutazione per minimizzarla. Una volta agganciate, portare il variac ad una tensione sufficientemente elevata (200 Vac) da far commutare l'UPS. Verificare che anche in stand-by le forme d'onda rimangano in fase. Staccare il variac e verificare l'immediata entrata in funzione dell'inverter; ridare tensione riaccendendo il variac e verificare, dopo qualche secondo o più (il tempo di ritorno al funzionamento normale di rete dipende anche dal tempo di sincronizzazione della frequenza di rete con la frequenza dell'inverter), l'avvenuta commutazione. Nel caso si dispone di un oscilloscopio a memoria la taratura diventa un pò più semplice in quanto è possibile memorizzare la commutazione rete/inverter e rendersi conto se le forme d'onda sono in fase semplicemente analizzando il transitorio di commutazione; naturalmente la sonda dell'oscilloscopio va collegata al solito trasformatore d'isolamento. Nella fase di stand-by il carica batterie esegue una carica a fondo delle stesse; di conseguenza dopo qualche minuto dall'accensione dell'UPS si illuminerà il led "BAT OK" e la tensione tampone ai capi delle batterie si attesterà sui 28 volt circa. A questo punto il collaudo è da ritenersi completato. La procedura può sembrare un po' lunga e complicata ma, con un'apparecchiatura complessa come questa, non si può pretendere di espletare la taratura e il collaudo con poche e semplici manovre.

Figura 3 Il modulo di controllo appena montato (presentato su FE Luglio/Agosto 2006). Notare la compattezza in relazione anche ai numerosi componenti ospitati sulla schedina; per far meglio ci vorrebbe un montaggio in SMD

CONCLUSIONE

Spero che questa serie di puntate riguardante gli UPS abbia contribuito all'accrescimento delle conoscenze di questo particolare campo dell'elettronica di potenza che è la conversione dell'energia e, segnatamente il funzionamento e l'utilizzo dei gruppi di continuità nei loro aspetti più importanti. Il mio desiderio è quello di tornare sull'argomento per un maggiore approfondimento, se l'interesse suscitato da questi articoli lo richiederà. Naturalmente saranno graditi i suggerimenti ed eventuali richieste di chiarimenti da parte dei lettori. Per il momento grazie a tutti e alla prossima sulle pagine di Fare Elettronica.

Codice MIP 257074

Diciassettesima parte
n° 255 - Settembre 2006
L'operazione nei filtri attivi

Diciottesima parte
n° 256 - Ottobre 2006
L'operazionale come raddrizzatore e altri circuiti (parte I)

Diciannovesima parte
n° 257 - Novembre 2006
L'operazionale come raddrizzatore e altri circuiti (parte II)

L'amplificatore operazionale dalla A alla Z

In questa ultima puntata andremo ad analizzare ulteriori configurazioni circuitali di indubbio interesse a dimostrazione della straordinaria versatilità dell'amplificatore operazionale.

18.9 IL GIRATORE

Il giratore è un circuito molto interessante dal momento che consente di realizzare un'induttanza, anche di elevatissimo valore, senza fare ricorso ad alcun avvolgimento. Un esempio di giratore è illustrato nella figura 18.21 dove si può constatare come, per simulare un'induttanza, siano sufficienti solo due operazionali, un condensatore e quattro resistenze. Per giungere all'espressione dell'impedenza vista dal terminale di ingresso basta considerare che applicando una tensione V_i in ingresso, la corrente I, supponendo ideali gli op-amp, ha espressione:

$I = (V_i - V_o) / R_2$ [18.13]

La tensione V_o di uscita, rispettivamente con riferimento agli ingressi invertente e non invertente dell'op-amp A2, è somma delle tensioni:

$V_{o1} = - V'_o / s\, C_1\, R_1$ [18.14]

$$V_{o2} = - V_1 \cdot \left[1 + \frac{1}{sC_1 R_1}\right] \quad [18.15]$$

Tenendo presente che V'_o, data la configurazione non invertente dell'op-amp A1, ha espressione:

$V'_o = V_i [1 + (R_4 / R_3)]$

sostituendo questa nella [18.14] e quindi sommando la [18.14] con la [18.15], per la tensione V_o si ricava:

$$V_o = - V_{01} + V_{02} = -V_i \frac{R_3 + R_4}{sC_1 R_1 R_3} + V_i \cdot \left[1 + \frac{1}{{}_sC_1 R_1}\right]$$

Sostituendo quest'ultima nella [18.13] si ottiene:

$I = V_i R_4 / (s\, C_1\, R_1\, R_2\, R_3)$

e infine, ponendo $R_3 = R_4$:

$Z(s) = V_i / I = s\, C_1\, R_1\, R_2$ [18.16]

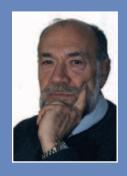
Il prodotto $C_1\, R_1\, R_2$, ($F \cdot \Omega^2 = \Omega \cdot s$), è dimensionalmente un'induttanza (1 H = 1 Ω · 1 s). Pertanto, ponendo, per esempio, C_1 = 20 nF, R_1 = 10 kΩ e R_2 = 50 kΩ, per l'induttanza L si ha il valore di 10 H.

Che il circuito di cui alla figura 18.21 si comporti come un'induttanza di valore L = 10 H si può dimostrare applicando in ingresso, per esempio, una tensione continua V_i tramite una resistenza R e osservando il transitorio di carica. Come è noto, per un circuito $R\, L$ serie dev'essere:

$$I = \frac{V_i}{R} \cdot \left[1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right] \quad [18.17]$$

dove τ è la costante di tempo pari al rapporto L/R. Ponendo, per esempio, R = 2,5 k Ω si ha quindi una costante di tempo $\tau = L/R = 10/2500 = 4$ ms. A tal punto è sufficiente verificare la curva di

Figura 18.21 *Circuito simulatore di induttanza (giratore)*

L'operazionale come raddrizzatore e altri circuiti (parte II)

di Nico Grilloni

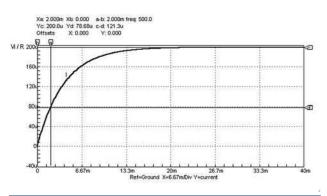



Figura 18.22 *Andamento della corrente nel transitorio RL utilizzando come induttanza il giratore di cui alla figura 18.21*

carica analiticamente esplicitata dalla [18.17] e calcolare qual è la corrente *I*, per esempio, nell'istante $t = 2$ms.
Per $R = 2{,}5$ k Ω, $V_i = 0{,}5$ V, $\tau = 4$ ms, nell'istante $t = 2$ ms si ha pertanto una corrente:

$$I = \frac{0{,}5}{2500} \cdot \left(1 - e^{-\frac{2x10^{-3}}{4x10^{-3}}}\right) = 78{,}7\ \mu A$$

mentre per $t \rightarrow \infty$ [in realtà, per $t = (5 \div 6)\ \tau$] la corrente *I* vale $V_i / R = 0{,}5/2500 = 200$ µA.

La figura 18.22 riporta in diagramma la curva del transitorio della corrente I. Qui il marker verticale a indica l'istante $t = 2$ ms, mentre il marker orizzontale *d* indica, in corrispondenza, la corrente $I = 78{,}68$ µA il cui valore coincide quindi col valore su calcolato. Il marker *c* indica la corrente a regime che vale V_i / R. Si legge, infatti, *Yc* = 200 µA.
Si può ulteriormente verificare che il circuito di cui alla figura 18.21 si comporta come pura induttanza applicando in ingresso un segnale sinusoidale e constatando lo sfasamento fra corrente e tensione. In un circuito induttivo, come è noto, la corrente è in ritardo di 90° rispetto alla tensione. In simulazione si è applicato in ingresso un segnale sinusoidale a frequenza f = 1 kHz e ampiezza da picco a picco di 2 V. La corrente è risultata in ritardo di 90° così come mostra la figura 18.23.

Figura 18.23 *Applicando all'ingresso del giratore di cui alla figura 18.21 una tensione alternata Vi, si vede che la corrente assorbita I è sfasata di 90° in ritardo rispetto a Vi così come dev'essere per un circuito puramente induttivo*

Qui i marker verticali a e *b* indicano un intervallo $(a - b) = 250{,}7$ µs; a 250,7 µs corrisponde uno sfasamento di circa 90°. La distanza fra i marker orizzontali indica l'ampiezza da picco a picco della corrente in ingresso all'induttanza. Si legge: $(c - d) = 32{,}25$ µA. Essendo:

$$I = V_i / j\omega L = V_i / (j\ 2\ \pi\ f\ L)$$

per $V_i = 2$ V, $f = 1$ kHz e $L = 10$ H si ricava analiticamente:

$$I = 2 / (j\ 2 \cdot \pi \cdot 10^3 \cdot 10) = -j\ 31{,}83\ \mu A$$

La corrente ha quindi modulo pari a circa 32 µA ed è in ritardo di 90° rispetto alla tensione V_i.

18.10 IL MOLTIPLICATORE DI CAPACITÀ

Ricorrendo a due amplificatori operazionali è possibile realizzare un circuito che faccia da moltiplicatore variabile di capacità. Una configurazione possibile è riportata nella figura 18.24. Il relativo circuito si comporta, infatti, come una capacità C che ha espressione:

$$C = \left(1 + \frac{R_b}{R_a}\right) \cdot C_1 \qquad [18.18]$$

Figura 18.24 *Moltiplicatore variabile di capacità*

Da questa si vede come agendo sulla posizione del cursore del trimmer R_2 si possa variare la capacità C_1 dal valore $C = C_1$ per R_2 interamente inserito ($R_b = 0$), a $C = 11\ C_1$ se, per esempio, si pone $R_a = 1\ k\ \Omega$ e $R_2 = R_b = 10\ k\ \Omega$.
All'espressione [18.18] si può pervenire considerando che il primo stadio – op-amp A_1 – per un segnale di ingresso V_i si comporta come voltage follower e pertanto la tensione V'_o sul suo terminale di uscita è eguale alla tensione V_i applicata. La tensione V_o sul terminale di uscita dall'op-amp A_2, ha pertanto espressione:

$$V_o = V_i \cdot (-R_b / R_a) \qquad [18.19]$$

D'altra parte per la corrente I_2 che fluisce nella capacità C_1 si ha:

$$I_2 = (V_i - V_o)\, sC_1 \qquad [18.20]$$

Sostituendo in quest'ultima l'espressione della V_o fornita dalla [13.19] si ha:

$$I_2 = s\, C_1 V_1 \cdot \left(1 + \frac{R_b}{R_a}\right) \qquad [18.21]$$

Dividendo ambo i membri per V_i si ricava:

$$\frac{I_2}{V_i} = s\, C_1 \cdot \left(1 + \frac{R_b}{R_a}\right) \qquad [18.22]$$

Ma poiché il termine a secondo membro è il reciproco di una reattanza capacitiva, la [18.22] può porsi nella forma:

$$s\, C = s\, C_1 \cdot \left(1 + \frac{R_b}{R_a}\right) \qquad [18.23]$$

L'espressione [18.23] non è che la [18.18] su riportata.
Supponendo, per esempio, di applicare all'ingresso del circuito di cui alla figura 18.24 una tensione $V_i = 0{,}707$ V efficaci con frequenza $f = 1$ kHz, e di inserire il 60 % del valore della R_2 ($R_a = 5\ k\ \Omega$, $R_b = 6\ k\ \Omega$), tramite la [18.19] si ricava il valore della V_o. Si ha:

$$V_o = -0{,}707\ (6 / 5) = -848{,}4\ mV$$

Noto il valore della tensione V_o si può ricavare il valore della corrente I_1, essendo:

$$I_1 = (V_i + V_o) / (R_a + R_b)$$

Per la corrente I_1 si ha quindi:

$$I_1 = (0{,}707 + 0{,}8484) / 11000 = 141{,}4\ \mu A$$

Per $C_1 = 1\ \mu F$, applicando la [18.18] si ha infine:

$$C = 1x10^{-6} \cdot \left(1 + \frac{6000}{4000 + 1000}\right) = 2{,}2\ \mu F$$

Il circuito è così pressoché risolto. Per constatare che effettivamente il medesimo si comporta come una capacità da 2,2 µF si può applicare in ingresso una tensione continua $V_i = 5$ V con in serie una resistenza R_c, per esempio, da 1 k Ω. Com'era prevedibile – figura 18.25 – si ricava il caratteristico andamento del transitorio di carica della capacità C. Pertanto, per $R_c = 1\ k\ \Omega$ e $C = 2{,}2\ \mu F$, la costante di tempo dev'essere $\tau = 2{,}2\ x\ 10^{-6}\ x\ 1000 = 2{,}2$ ms. Con riferimento al diagramma della figura 18.25 si può considerare, per esempio, l'istante $t = 2{,}833$ ms indicato dal marker verticale *a* (si legge, infatti, $Xa = 2{,}833$ ms). Nell'istante t la tensione ai capi della capacità C vale $V_c = 3{,}62$ V indicati dal marker orizzontale *d* (si legge, infatti, $Yd = 3{,}62$ V). Poiché, come è noto, il transitorio di carica è espresso dall'equazione:

$$V_c = V_i \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \qquad [18.24]$$

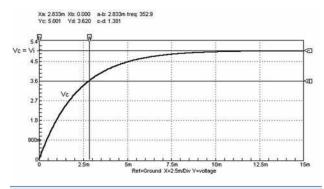



Figura 18.25 *Andamento del transitorio di carica nel circuito moltiplicatore di capacità di cui alla figura 18.24*

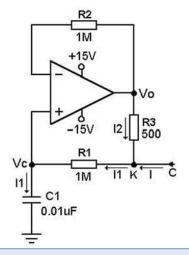



Figura 18.26 Moltiplicatore fisso di capacità

si ha:

$$1 - \frac{3,62}{5} = e^{-\frac{t}{\tau}}$$

ossia:

ln 0,276 = – t / τ = (– 2,833 ? 10^{-3}) / τ

Da cui:

τ= (– 2,833 ? 10^{-3}) / ln 0,276 = 2,2 ms

La costante di tempo risulta pertanto pressoché eguale a quella teorica. Il circuito di cui alla figura 18.24 si comporta quindi proprio come una capacità da 2,2 μF ossia come una capacità di valore più che doppio della capacità C_1. In funzione della posizione del cursore del trimmer R_2 la capacità C, come si è detto, potrà variare fra $C = C_1 = 1$ μF a $C = 11\ C_1 = 11$ μF.

Il marker orizzontale *c*, infine, indica la tensione $V_c = 5$ V $= V_i$ ai capi della capacità al termine del transitorio.

Laddove non sia necessario un moltiplicatore variabile si farà ricorso alla configurazione circuitale di cui alla figura 18.26 che si comporta come una capacità che ha espressione:

$C = C_1\ (R_1\ /R_3)$ [18.25]

Con i valori di C_1, R_1 e R_3 esposti in figura si ha quindi:

C = (0,01 x 10^{-6}) x (10^6 / 500) = 20 μF

Per verificare che il circuito si comporti effettivamente come una capacità da 20 μF, in simulazione si è applicata in ingresso una tensione continua V_i = 10 V tramite una resistenza R = 10 k Ω. La costante di tempo deve essere quindi: τ = 10^4 x 20 x 10^{-6} = 200 ms. Considerando, per esempio, l'istante t = 333 ms del transitorio di carica, dall'espressione [18.24] si ricava:

$$V_c = 10 \cdot \left[1 - e^{-\frac{333}{200}}\right] = 8,1 V$$

Questo risultato è evidente nella curva di carica riportata nella figura 18.27. Qui il marker verticale a indica l'istante t = 333 ms, mentre il marker orizzontale d indica la corrispondente tensione V_c. Si legge, infatti, Yd = 8,05 V, ossia un valore pressoché coincidente col valore su calcolato. La posizione del marker orizzontale *c* indica la tensione V_c al termine del transitorio. Si legge Yc = 10 V = V_i.

Modificando il valore della capacità C_1 si può ottenere un qualunque valore della capacità equivalente C. Lasciando inalterati i valori di tutti gli altri componenti e ponendo, per esempio, C_1 = 0,1 μF, dalla [18.25] si ottiene una capacità:

C = (0,1 x 10^{-6}) x (10^6 / 500) = 200 μF

Si ha quindi una costante di tempo pari a:

τ = 10^4 x 200 x 10^{-6} = 2 s

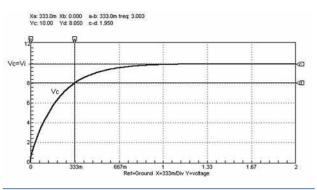



Figura 18.27 Andamento del transitorio di carica nel moltiplicatore fisso di capacità di cui alla figura 18.26

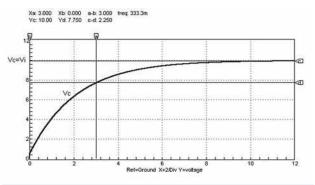
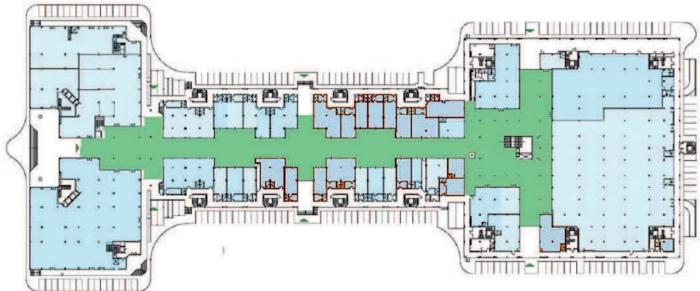



Figura 18.28 Andamento del transitorio di carica nel moltiplicatore fisso di capacità di cui alla figura 18.26 dopo aver portato la capacità C1 a 0,1 μF

PARCO CITTA'

Centro Commerciale
Vicenza

Galleria commerciale 3600 mq

L'andamento del transitorio di carica è allora quello riportato nella figura 18.28.

Qui si vede, per esempio, che nell'istante $t = 3$ s, indicato dal marker verticale a ($X_a = 3$ s), la tensione V_c, indicata dal marker orizzontale d, vale 7,75 V. Sempre tramite la [18.24] si ricava infatti:

$$V_c = 10 \cdot \left[1 - e^{-\frac{3}{2}}\right] = 7{,}76V$$

Sempre con riferimento al circuito di cui alla figura 18.26, la National suggerisce valori molto più elevati sia delle resistenze che della capacità C_1.
In particolare la Casa indica $R_1 = R_2 = 10$ M Ω, $R_3 =$ =1 k Ω e $C_1 = 10$ µF. Con questi valori, in base alla [18.25], si ottiene una capacità di 100000 µF. Con una resistenza R da 50 k Ω (posta in serie ad una tensione continua, per esempio, di 10 V) si ha pertanto una costante di tempo di 5 ks e, coerentemente, si ottiene in simulazione la curva del transitorio di carica riportata nella figura 18.29.

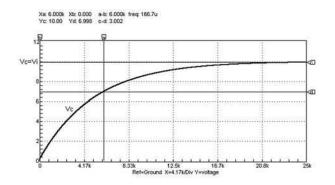



Figura 18.29 *Andamento del transitorio di carica nel moltiplicatore di capacità di cui alla figura 18.26 per R1 = R2 = 10 M l, R3 = 1 k l e C1= = 10 µF. In questo caso la capacità equivalente è pari a 100000 µF*

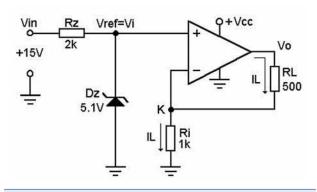



Figura 18.30 *Generatore di corrente costante con op-amp*

Infine, per giungere all'espressione [18.25] è sufficiente considerare – figura 18.26 – che $I = I_1 - I_2$. Poiché per la corrente I_1 si ha l'espressione:

$$I_1 = sC_1V_c = sC_1 \cdot \frac{V_i}{1 + sC_1R_1} \qquad [18.26]$$

mentre per la I_2, essendo $V_o = V_c = V_i / (1 + s\, C_1\, R_1)$, si ha:

$$I_2 = (V_c - V_i)\,/R_3 \qquad [18.27]$$

sostituendo nella $I = I_1 - I_2$, e dividendo per V_i, si ottiene:

$$\frac{I}{V_i} = \frac{sC_1\,(R_1 + R_3)}{R_3\,(1 + sC_1R_1)} = \frac{sC_1}{1 + sC_1R_1} \cdot \left[1 + \frac{R_1}{R_3}\right]$$

Ma $1/(1 + sC_1R_1)$ corrisponde, in un circuito RC, al rapporto fra la tensione V_c ai capi del condensatore e la tensione V_i applicata. Sostituendo si ha quindi:

$$\frac{I}{V_i} = sC_1 \cdot \frac{R_1}{R_3} + sC_1 = sC_1\left[1 + \frac{R_1}{R_3}\right] \cong sC_1 \cdot \frac{R_1}{R_3}$$

Poiché il rapporto I/V_c rappresenta la suscettanza capacitiva sC, si ha infine l'espressione:

$$sC = \frac{1}{X_C} = sC_1 \cdot \frac{R_1}{R_3}$$

coincidente con la [18.25].
Un'utilizzazione dei moltiplicatori di capacità si ha nella realizzazione dei filtri attivi e, ancor più, dei timer a tempi lunghi e, inoltre, nei casi in cui sia necessario realizzare un adattamento di impedenza attraverso l'incremento della capacità di un condensatore posto in circuito.

18.11 L'OP-AMP COME REGOLATORE DI CORRENTE

Quando si vuole che la corrente che fluisce in un carico si mantenga costante anche a fronte di notevoli variazioni del carico stesso, si fa ricorso ai regolatori di corrente. Una configurazione con operazionale come elemento attivo di un regolatore del genere è esposta nella figura 18.30. Si noti che il carico è inserito al posto della resistenza R_f e pertanto le resistenze di

reazione sono la R_i e il carico R_L.
L'espressione della corrente in R_L si ricava considerando che la stessa corrente circola anche nella resistenza R_i. Si ha quindi:

$$I_L = V_K / R_i$$

Ma è anche:

$$V_K = (V_o \cdot R_i) / (R_i + R_L)$$

Ricavando da quest'ultima il rapporto $V_K / R_i = I_L$, per la stessa I_L si ha:

$$I_L = V_o / (R_i + R_L) \quad [18.28]$$

Ma trattandosi della configurazione non invertente, per la tensione V_o si ha:

$$V_o = V_{ref} \cdot [(R_i + R_L) / R_i] \quad [18.29]$$

Sostituendo questa nella [18.28] si ricava infine:

$$I_L = V_{ref} / R_i \quad [18.30]$$

Pertanto, se V_{ref} e R_i sono costanti, altrettanto costante sarà la corrente I_L in R_L.
Alla [18.30] si può pervenire anche per altra via considerando che la tensione differenza V_d fra le tensioni sui due ingressi è nulla, ossia considerando che:

$$V_d = V_{ref} - V_K = 0$$

Da questa si ha:

$$V_{ref} = V_K$$

Ma essendo $V_K = R_i\ I_L$ e quindi $I_L = V_K / R_i$, sarà anche:

$$I_L = V_{ref} / R_i$$

Nel caso si voglia una tensione V_o ben definita sarà allora necessario ricavare l'espressione della V_{ref} da inserire in circuito in funzione, appunto, della V_o desiderata e della corrente I_L assorbita dal carico R_L.
Pertanto ricavando la V_{ref} dalla [18.29] e sostituendo alla R_i il rapporto V_{ref} / I_L che si ricava dalla [18.30], si ottiene:

$$V_{ref} = V_o - R_L\ I_L \quad [18.31]$$

Si supponga, per esempio che con un carico $R_L = 250\ \Omega$ – che deve comunque assorbire una corrente $I_L = 10$ mA – si voglia una tensione $V_o = 6$ V. Per adattare allo scopo il regolatore di cui alla figura 18.30 è sufficiente applicare la [18.31] dalla quale si ricava che il diodo zener D_z andrà scelto per una tensione $V_z = V_{ref}$:

$$V_{ref} = V_z = 6 - (250 \times 10 \times 10^{-3}) = 3,5\ \text{V}$$

Dalla [18.30] si ricava quindi il valore da attribuire alla resistenza R_i. Si ha:

$$R_i = 3,5 / (10 \times 10^{-3}) = 350\ \Omega$$

In simulazione al computer per $V_{ref} = V_z = 3,6$ V si è ottenuto un valore della V_o pari a 6,1 V e un valore della corrente di carico I_L pari a 10,2 mA.
Si tenga presente che la tensione V_o è riferita a massa e non è quindi la tensione ai capi della R_L che è invece data dalla differenza ($V_o - V_{ref}$), essendo pari a V_{ref} la tensione sull'ingresso invertente dell'op-amp, ossia la tensione ai capi della R_i.

OSSERVAZIONE

I circuiti esposti in questo articolo e nei precedenti rappresentano solo una minima parte – anche se, indubbiamente, la più significativa – delle possibilità di impiego degli amplificatori operazionali.
È comunque da tenere presente che le Case produttrici di componentistica inviano quotidianamente sul mercato nuovi op-amp per far fronte alle sempre più pressanti richieste di un hardware in continua evoluzione e nei più diversi settori dell'elettronica.
Al momento, come si è già accennato, sono fondamentalmente due gli obbiettivi verso i quali si manifesta la maggiore attenzione dei progettisti di componentistica attiva: la miniaturizzazione e il basso consumo. La miniaturizzazione, attraverso l'integrazione su scala sempre più vasta, determina, infatti, una diminuzione sostanziale delle dimensioni del componente e quindi, più in generale, delle apparecchiature portatili la cui richiesta è sempre crescente; il basso consumo consente di estenderne l'autonomia di funzionamento.
Un altro parametro di natura puramente funzionale sul quale la progettistica sta puntando al fine di elevarne il valore, è la banda passante. In quest'ambito, e in pochi lustri, i progressi sono stati tanto notevoli da relegare op-amp come il 741 alla storia degli operazionali a circuito integrato.

Codice MIP 257078

Quarta parte
n° 256 - Ottobre 2006
Generazione di segnali PWM

Quinta parte
n° 257 - Novembre 2006
Realizzazione di un timer digitale programmabile

Sesta parte
n° 258 - Dicembre 2006
Uso delle interfacce seriali

MikroC by Example:

In questa puntata verrà utilizzato quanto visto negli scorsi numeri per realizzare un'applicazione completa: un timer settimanale programmabile. Verranno illustrati i dettagli del codice C, le tecniche utilizzate e lo schema elettrico.

SPECIFICHE DEL TIMER

In questa puntata considereremo un progetto relativamente più complesso di quelli visti fino ad ora, un esempio di applicazione completa scritta interamente in C. Questo permetterà di analizzare le tecniche e le soluzioni adottate e la struttura del codice di un'applicazione reale, tra l'altro abbastanza utile in pratica. Nonostante l'applicazione non sia eccessivamente complessa, essa presenta alcuni aspetti non proprio intuitivi, che devono essere risolti in modo adeguato (ad esempio la gestione dell'interfaccia utente). Per questioni di spazio non è possibile riportare l'intero codice qui (è lungo più di 660 linee!), ne verrà però descritta la struttura, il funzionamento, e mostrate le routine principali. Il codice completo può comunque essere scaricato dal sito di Fare Elettronica.
Prima di passare alla descrizione del codice e delle tecniche implementative utilizzate però è il caso di descrivere in dettaglio le specifiche dell'applicazione che ci proponiamo di realizzare.
Il timer che vogliamo implementare deve essere capace di memorizzare l'ora corrente ed il giorno della settimana, e di gestire un certo numero di eventi che controllano quando l'uscita (ossia un relè a cui può essere collegato un carico arbitrario) deve essere attivata. Per ciascun evento è possibile impostare: giorno della settimana, ora di inizio, e durata. Se non si specifica un giorno preciso, l'evento verrà attuato con frequenza giornaliera. I dati e le impostazioni sono visualizzate su un display LCD 16x2, e la programmazione avviene utilizzando 4 pulsanti: "Adjust", "Select", "-" e "+". In base alla modalità selezionata i tasti possono avere diverse funzionalità. In genere Il primo serve per entrare nella modalità di modifica dei dati, il secondo per cambiare modalità (visualizzazione ora / visualizzazione eventi) o per spostare il cursore in campi successivi. Gli ultimi due servono invece per impostare i valori voluti o per scorrere i dati. Nella modalità di visualizzazione dell'ora viene appunto mostrata l'ora attuale (ore, minuti, secondi), il giorno della settimana e lo stato dell'uscita. La pressione di "Adjust" permette di modificare i valori correnti, la pressione di "Select" permette invece di visualizzare gli eventi. Premendo "+" e "-" si può attivare o disattivare manualmente l'uscita. Nella modalità di visualizzazione degli eventi è possibile visualizzare, attivare ed impostare i valori di ciascuno di essi, in modo simile a quanto visto prima. Dettagli più precisi possono essere dedotti dal codice stesso e dal diagramma di stato riportato di seguito. Lo schema elettrico del circuito che implementa il timer è riportato in Figura 1, e come si può vedere è relativamente semplice. E' stato utilizzato un PIC16F876 funzionante a 8MHz, un display LCD "intelligente" 16x2 e pochi altri componenti passivi. Si sarebbe potuto utilizzare un micro più piccolo, ma si è preferito puntare sul 16F876 perché avendo a disposizione diverse porte libere, permette di aggiungere e sperimentare funzioni aggiuntive (si veda in seguito).

STRUTTURA DEL CODICE

Il programma è costituito da un unico modulo (Timer.c) e dal suo header (Timer.h). Nel primo è contenuto il corpo di tutte le funzioni (compreso

Realizzazione di un timer digitale programmabile

di Antonio Di Stefano

il main), mentre nel secondo sono presenti le dichiarazioni di macro, costanti, tipi, variabili globali ed i prototipi delle funzioni. Questa suddivisione, come sarà più chiaro in seguito, è utile per consentire di modificare alcuni parametri senza bisogno di modificare il codice. Nel listato 1 è riportato il contenuto in Timer.h ed è utile per iniziare a comprendere la struttura dell'intero programma. In generale le funzioni del timer sono gestire da due entità: la macchina a stati principale, che si occupa in pratica di gestire l'interfaccia utente, e la routine d'interruzione, che invece provvede ad aggiornare l'ora corrente e ad eseguire la lettura dello stato dei pulsanti con la funzione anti-rimbalzo. Questa suddivisione è stata scelta dal momento che l'aggiornamento dell'ora e lo stato dei pulsanti sono prioritari, e in qualche caso determinano la visualizzazione dei dati ed il comportamento del circuito.

Routine d'interruzione

Le interruzioni sono generate dal timer TMR0 del PIC, e servono per cadenzare il funzionamento dell'intero circuito. Il codice della routine d'interruzione, contenuta nel modulo Timer.c è riportato nel listato 2. L'aggiornamento dell'ora avviene incrementando i campi dell'apposita struttura, e considerando i rispettivi valori di overflow (60 per secondi e minuti, 24 per le ore, 7 per i giorni). Dal momento che non è possibile dividere la frequenza del timer TMR0 del PIC per un fattore tale da avere a disposizione un interrupt ogni secondo (o sue frazioni decimali), è necessario utilizzare un contatore (il campo tck) per ottenere l'incremento dei secondo con la giusta cadenza. In particolare, dal momento che l'interruzione avviene ogni 1/125 secondi (si vedano le impostazioni del TMR0 nella routine Init), i secondi verranno incrementati quando il contatore raggiunge 125 (valore di TCK_SEC).

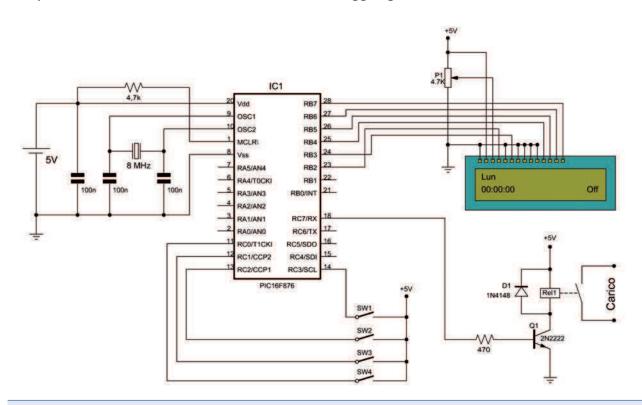



Figura 1 Schema del timer

[Listato 1]

```
/*** Timer.h ***/

// *** Costanti ***
// Tick per secondo
#define TCK_SEC 125
// Valore di reset del TMR0
#define TMR0_RESET 131
// Valore di reset anti-rimbalzo
#define P_RESET 15
// Soglia anti-rimbalzo
#define P_SOGLIA 20
// Soglia ripetizione
#define P_RIPETIZ 0
// N. eventi gestiti
#define N_EVENTI 8
// Valore posrta stato ON
#define USCITA_ON  0x80
// Valore posrta stato OFF
#define USCITA_OFF 0x00

// *** Definizione tipi ***

// - Tipo tempo -
typedef struct {
  unsigned char hr;    // Ora
  unsigned char min;   // Minuti
  unsigned char sec;   // Secondi
  unsigned char grn;   // Giorno
  unsigned int  tck;   // Clock Tick
} tempo;

// - Tipo evento -
typedef struct {
  unsigned char hr;      // Ora
  unsigned char min;     // Minuti
  unsigned char sec;     // Secondi
  unsigned char grn;     // Gionro
  unsigned char d_hr;    // Durata ore
  unsigned char d_min;   // Durata minuti
  unsigned char attivo;  // On/Off
} evento;

// *** Variabili globali ***

// - Stringhe-
char *nomegrn[8]={"Lun", "Mar", "Mer",
     "Gio", "Ven", "Sab", "Dom", "—"};
char *onoff[2]={"Off", "On "};
char *blank="";

// - Variabili di stato e temporanee -
enum stati {S_VIS_ORA, S_SET_ORA,
     S_VIS_EVENTI, S_SET_EVENTI} stato;
char thr[5], tmin[5], tsec[4], tdhr[5],
     tdmin[4], tnev[4];
unsigned char Pcnt[4], secondo,
     start_stop, uscita;
unsigned char pos, nevento;

tempo ora;   // Ora e giorno corrente

evento eventi[N_EVENTI];   // Array eventi


// *** Prototipi ***

// Inizializza registri e
// variabili all'avvio
void Init(void);

// Test pressione pulsanti
// Restituisce:
//   0=pulsnate non premuto,
//   1=pulsante premuto
//   (il contatore viene resettato)
char PTest(char i);

// Stato visualizzazione ora
void Vis_Ora(void);

// Stato modifica ora
void Set_Ora(void);

// Stato visualizza eventi
void Vis_Evento(void);

// Stato modifica eventi
void Set_Evento(void);

// Testa gli eventi e aggiorna l'uscita
void Test_Eventi(void);
// Funzioni di visualizzazione
void Display_Ora(char edit);
void Display_Eventi(char edit);
void Cursore(char n);
```

Gestione dei pulsanti

I pulsanti sono gestiti con la tecnica descritta nel numero 255 di FE: ad ogni pulsante è associato un contatore (Pcnt[…]) che viene incrementato ad ogni interruzione se il pulsante risulta premuto, o viene resettato se questo viene rilasciato. Se il contatore raggiunge il valore scelto come soglia significa che è stato premuto per un intervallo sufficientemente lungo (precisamente (20-15)/125s = 4ms). Questo evita che i rimbalzi dei tasti possano essere percepiti come pressioni. La funzione che verifica se la soglia di un dato pulsante è stata superata è PTest:

[Listato 2]

```
void interrupt()
{
  if (start_stop)
    ora.tck++;
  TMR0 = TMR0_RESET;      // reset timer

  // Aggiornamento ora
  if (ora.tck==TCK_SEC) {
    ora.tck=0;
    ora.sec++;
    secondo=1;
    if (ora.sec==60) {
      ora.sec=0;
      ora.min++;
      if (ora.min==60) {
        ora.min=0;
        ora.hr++;
        if (ora.hr==24) {
          ora.hr=0;
          ora.grn++;
          if (ora.grn==7) ora.grn=0;
        }
      }
    }
  }

  // Stato pulsanti
  if ((PORTC&0x01)&&(Pcnt[0]<P_SOGLIA))
     Pcnt[0]++; else Pcnt[0]=P_RESET;
  if ((PORTC&0x02)&&(Pcnt[1]<P_SOGLIA))
     Pcnt[1]++; else Pcnt[1]=P_RESET;
  if ((PORTC&0x04)&&(Pcnt[2]<P_SOGLIA))
     Pcnt[2]++; else Pcnt[2]=P_RESET;
  if ((PORTC&0x08)&&(Pcnt[3]<P_SOGLIA))
     Pcnt[3]++; else Pcnt[3]=P_RESET;

  INTCON = 0x20;
}
```

```
char PTest(char i)
{
  if (Pcnt[i]==P_SOGLIA) {
    Pcnt[i]=P_RIPETIZ;
    return 1;
  } else {
    return 0;
  }
}
```

Se è stato raggiunto il valore di soglia la funzione restituisce 1, e resetta il contatore, in modo da consentire la successiva rilevazione. Va notato che il valore di reset è diverso rispetto al coso di rilascio del pulsante (in questo caso la soglia è raggiunta in 20/250s = 160ms). Questo permette di differenziare tra ritardo anti-rimbalzo o ritardo di ripetizione se il tasto è continuamente premuto.

Funzione main

La funzione main, come si può vedere dal codice, è piuttosto snella ed implementa soltanto il loop principale del programma che contiene la macchina a stati che gestisce l'interfaccia utente. Questa struttura è stata utilizzata dal momento che le funzioni dei tasti ed i dati visualizzati sul display variano a seconda del contesto e delle azioni che si sono compiute in precedenza. Occorre quindi considerare lo stato in cui ci si trova e aggiornarlo in base alle azioni dell'utente. La variabile "stato", di tipo enumerativo, svolge questo compito. Il diagramma degli stati è mostrato in Figura 2, il codice che li implementa invece è mostrato nel listato 3.
In pratica lo stato attuale determina quale delle 4 funzioni è eseguita ad ogni iterazione del loop. Ciascuna funzione conterrà il codice necessario per svolgere i compiti associati, e cambiare stato in funzione dei tasti premuti. Si può notare che prima di entrare nel loop principale, viene richiamata la funzione "Init" che inizializza tutte le porte, i registri e le variabili utilizzate.

Funzioni di gestione degli stati

Le funzioni richiamate dai vari stati sono Vis_Ora, Vis_Evento, Set_Ora e Set_Evento. Le

[Listato 3]

```
void main() {

  Init();
  while(1) {
    switch (stato) {

      case S_VIS_ORA:
        Vis_Ora();
      break;

      case S_SET_ORA:
        Set_Ora();
      break;
      case S_VIS_EVENTI:
        Vis_Evento();
      break;

      case S_SET_EVENTI:
        Set_Evento();
      break;
    }
  }
}
```

prime due gestiscono gli stati in cui sono visualizzati l'ora corrente o gli eventi, mentre gli altri gestiscono la fase di modifica dei valori in questi stati. Ciascuna di queste funzioni è composta da una parte che si occupa della visualizzazione (richiamando una funzione apposita), e da una serie controlli sulla pressione dei pulsanti, che generano il cambiamento di stato o del valore di alcune variabili. A titolo di esempio nel listato 4 è riportato il codice della funzione Vis_Ora. Allo scadere di ogni secondo, la variabile "secondo" viene impostata ad 1 dalla routine d'interruzione. In questo caso viene richiamata la funzione di visualizzazione dell'ora Display_Ora (per aggiornare il display) e quella che controlla la scadenza degli eventi, che determina se l'uscita deve essere attivata o disattivata. Il codice di questa funzione, chiamata Test_Eventi, è riportato nel listato 5.
In questa routine viene verificato, per ciascun evento, se l'ora di attivazione coincide con l'ora attuale, o se è trascorso l'intervallo di attivazione associato a ciascun evento. In base a questo controllo viene aggiornata la variabile "uscita", che poi viene assegnata alla porta C del PIC.

Funzione di visualizzazione

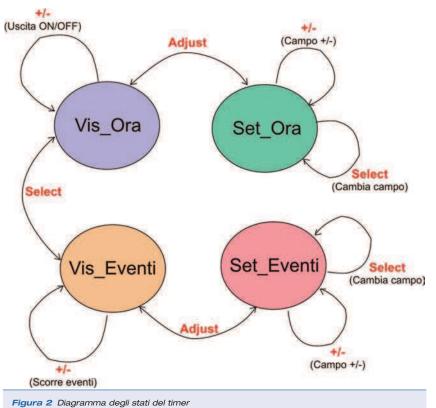
Le funzioni utilizzate per la visualizzazione sono tre: Display_Ora(), Display_Eventi() e Cursore(). Le prime due visualizzano l'ora attuale e la lista di eventi rispettivamente. Esse prendono in ingresso un parametro che può valere 0 nel caso della visualizzazione normale, o 1 nel caso si voglia fare apparire il cursore sul valore da modificare. Il posizionamento e la visualizzazione del cursore in base al parametro da modificare sono gestiti dalla funzione Cursore(). A scopo di esempio, la funzione Display_Ora(), è riportata nel listato 6. Come si può vedere sono state utilizzate le funzioni di libreria del MikroC per convertire i valori numerici in stringhe e per visualizzarli sull'LCD (funzione Lcd_Out).

MODIFICHE E MIGLIORAMENTI

Modificando il valore delle macro presenti nel file Timer.h è possibile personalizzare le caratteristiche del timer in base alle proprie

[Listato 4]

```
void Vis_Ora(void)
{ if (secondo) { Display_Ora(0);
    Test_Eventi();
    secondo=0;
  }
  // Pulsante +
  if (PTest(0)) { uscita = USCITA_ON;
  }
  // Pulsante -
  if (PTest(1)) {
    uscita = USCITA_OFF;
  }
  // Select
  if (PTest(2)) {
    stato=S_VIS_EVENTI;
    Display_Eventi(0);
    Delay_ms(250);
  }
  // Adjust
  if (PTest(3)) {
    Display_Ora(1);
    stato=S_SET_ORA;
    start_stop=0;
    Delay_ms(250);
  }
}
```

Figura 2 Diagramma degli stati del timer

esigenze. Ad esempio se si utilizza un quarzo di frequenza diversa è sufficiente cambiare i valori di TCK_SEC e TMR0_RESET per ottenere la giusta frequenza. E' possibile aumentare o diminuire il numero degli eventi gestiti modificando il valore di N_EVENTI, e si può anche variare il piedino di uscita e la sua polarità modificando USCITA_ON e USCITA_OFF.
Modificando il codice possono essere aggiunte in maniera semplice ulteriori caratteristiche interessanti, ad esempio la gestione di più uscite indipendenti o l'utilizzo di segnali esterni per condizionare determinati eventi. In particolare, si può utilizzare la porta A per

[Listato 5]

```
void Test_Eventi(void)
{
  char i, ora_fine, min_fine, grn_fine;
  for(i=0; i<N_EVENTI; i++) {
    // - Disattiva uscita -
    min_fine=eventi[i].min+eventi[i].d_min;
    ora_fine=eventi[i].hr+eventi[i].d_hr;
    grn_fine=eventi[i].grn;
    if (min_fine>59) {
      min_fine=min_fine-60;
      ora_fine++;
    }
    if (ora_fine>23) {
      ora_fine=ora_fine-24;
      if (grn_fine!=7) {
        grn_fine++;
        if (grn_fine==7) grn_fine=0;
      }
    }
    if((ora.grn==grn_fine)||
  (eventi[i].grn==7)) {
      if (ora.hr==ora_fine) {
        if (ora.min==min_fine) {
          if (eventi[i].attivo) uscita =
          USCITA_OFF;
        }
      }
    }

    // - Attiva uscita -
    if((eventi[i].grn==ora.grn)||
  (eventi[i].grn==7)) {
      if (eventi[i].hr==ora.hr) {
        if (eventi[i].min==ora.min) {
          if (eventi[i].sec==ora.sec) {
            if (eventi[i].attivo) uscita =
          USCITA_ON;
          }
        }
      }
    }

  }

  PORTC = uscita;

}
```

[Listato 6]

```
void Display_Ora(char edit)
{
  Lcd_Cmd(LCD_CURSOR_OFF);
  ByteToStr(ora.hr, thr);
  ByteToStr(ora.min, tmin);
  ByteToStr(ora.sec, tsec);
  if (thr[1]==' ') thr[1]='0';
  if (tmin[1]==' ') tmin[1]='0';
  if (tsec[1]==' ') tsec[1]='0';
  thr[3]=':';
  tmin[3]=':';
  Lcd_Out(1,1,nomegrn[ora.grn]);
  Lcd_Out(2,1,(thr+1));
  Lcd_Out(2,4,(tmin+1));
  Lcd_Out(2,7,(tsec+1));
  if (uscita)
    Lcd_out(2, 14, onoff[1]);
  else
    Lcd_out(2, 14, onoff[0]);
  if (edit) {
    Cursore(pos+1);
  } else {
    Lcd_Cmd(LCD_CURSOR_OFF);
  }
}
```

acquisire segnali digitali o analogici esterni da utilizzare come abilitazione per alcuni eventi.

CONCLUSIONI

In conclusione ricordo che l'intero codice dell'applicazione è scaricabile dal sito di Fare Elettronica (www.farelettronica.com). Il codice può essere compilato senza alcuna modifica con MikroC e dovrebbe funzionare immediatamente se si utilizza lo schema riportato prima (che può essere facilmente riprodotto con la scheda EasyPIC3). Con piccole modifiche è possibile adattare il programma ad altri modelli di PIC. La descrizione fornita qui è sufficientemente dettagliata da consentirne a chiunque la comprensione, l'utilizzo, e la modifica del programma. Prima di utilizzare il codice in applicazioni reali, è consigliabile accertarsi di avere compreso bene le particolarità ed il comportamento del programma in tutte le condizioni (diverse caratteristiche minori per brevità non sono state descritte).

Codice MIP 257086

FORLÌ 2·3 dicembre ore 9/18

col patrocinio del
Comune di Forlì

FIERA di FORLÌ · Via Punta di Ferro

Photo Cine Video
2 Sale pose con modelle

Fiera dell'Astronomia

CONCORSO INVENTORE ELETTRICO e ELETTRONICO

DISCHI e CD USATI e DA COLLEZIONE

RADIO EXPO'
MERCATINO delle RADIOCOMUNICAZIONI

Vieni a conoscere LINUX - FoLUG - www.folug.org

Il grande Circuito di Fiere dell'elettronica & Co.

organizzazione
BLU NAUTILUS
tel. 0541 439573
www.blunautilus.it

Per ottenere un INGRESSO RIDOTTO scarica il biglietto dal sito www.blunautilus.it o presenta questa inserzione alla cassa

Impedenza

Prosegue la carrellata nel mondo della Radio Frequenza. In quest'articolo parleremo d'impedenza, della sua definizione e delle tecniche di calcolo rispolverando l'algebra dei numeri complessi.

L'IMPEDENZA

La definizione d'impedenza è la seguente: in regime sinusoidale, è la grandezza fisica che esprime il rapporto tra un fasore della tensione e un fasore della corrente. Comunemente è indicata con Z ed, essendo il rapporto di due fasori, è un numero complesso. È analoga alla resistenza in regime di corrente continua. Essa tiene conto dei fenomeni di consumo e d'accumulo d'energia elettrica ed elettromagnetica.

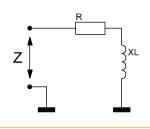



Figura 1 Circuito serie

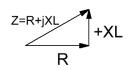



Figura 2 Rappresentazione grafica dell'impedenza

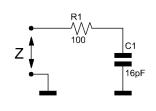



Figura 3 Circuito serie con condensatore

L'impedenza è descritta matematicamente da un numero complesso, la cui parte reale rappresenta il fenomeno dissipativo e corrisponde alla resistenza, R, nella schematizzazione con elementi in serie; la parte immaginaria, detta reattanza, X, è associata ai fenomeni energetici d'accumulo.

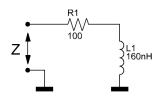



Figura 4 Circuito serie con induttore

La resistenza è un numero sempre positivo, la reattanza può essere positiva o negativa: nel primo caso prevale l'accumulo d'energia magnetica (impedenza induttiva), nel secondo quello d'energia elettrostatica (impedenza capacitiva). Inoltre la reattanza sarà preceduta dalla lettera minuscola "j" per identificarne il carattere immaginario.

IMPEDENZA SERIE

Per capire meglio il concetto, facciamo qualche esempio di calcolo. Assumiamo di voler conoscere il valore dell'impedenza della rete di figura 3 alla frequenza di 100MHz.

Il circuito è di tipo serie e data la presenza di un condensatore la reattanza avrà segno negativo:

$$Z = R - jXC$$

Ricordiamo le formule per calcolare la reattanza nel caso di un condensatore e di un induttore:

$$XC = \frac{1}{2\pi fC}$$

$$XL = 2\pi fL$$

Nel nostro caso, XC vale:

$$XC = \frac{1}{2 \times \pi \times 100^6 \times 16^{-12}} = 99{,}52\Omega$$

Riassumendo, l'impedenza a 100MHz della rete di figura 3 vale:

$$Z = 100 - j99{,}52$$

Analogamente, per il circuito di figura 4, otterremo:

$Z = 100 + j100{,}48$ (reattanza positiva per la presenza di un induttore)

& Co

di Massimiliano Premoli

IMPEDENZA PARALLELO

Ora affrontiamo il calcolo dell'impedenza di un circuito parallelo. Le figure 5 e 6 mostrano i casi classici con capacità ed induttanza in parallelo ad un resistenza.

La prima cosa da fare è convertire il circuito da parallelo a serie. Per fare questa trasformazione dobbiamo innanzi tutto calcolare il Q (ossia il fattore di merito) della rete parallela:

$$Q_p = 2\pi f R_p C_p$$

quindi

$$Q_p = 2 \times \pi \times 100^6 \times 100 \times 16^{-12} = 1{,}0053$$

Ora applichiamo le formule per calcolare gli elementi equivalenti:

$$R_s = \frac{R_p}{1 + Q_p^2} \quad \text{mentre} \quad C_s = \frac{1 + Q_p^2}{Q_p^2} C_p$$

fatti i debiti calcoli otteniamo:

$$R_s = 49{,}76\Omega \quad \text{e} \quad C_s = 31{,}84pF$$

Quindi l'impedenza della rete sarà:

$$Z = 49{,}76 - j50{,}01$$

Rifacciamo i calcoli per il caso con l'induttanza, partendo sempre dal Q:

$$Q_p = \frac{R_p}{2\pi f L_p} \quad \text{quindi} \quad Q_p = \frac{100}{2 \times \pi \times 100^6 \times 160^{-9}} = 0{,}9952$$

le formule per gli elementi serie:

$$R_s = \frac{R_p}{1 + Q_p^2} \quad \text{mentre} \quad L_s = \frac{L_p}{1 + \frac{1}{Q_p^2}}$$

calcolando:

$$R_s = 50{,}24\Omega \quad \text{e} \quad L_s = 79{,}61nH$$

Quindi l'impedenza della rete sarà:

$$Z = 50{,}24 + j49{,}99$$

ESEMPIO DI CALCOLO PER UN FILTRO PASSA BANDA

Giunti a questo punto, non staremo a calcolare tutte le combinazioni possibili, i precedenti esempi sono solo serviti a ricordare come si gestiscono elementi in serie o parallelo. Passiamo ora a qualcosa di più sostanzioso. Infatti la realtà ci pone comunemente in condizioni più complesse. Ad esempio, se dovessimo calcolare l'impedenza di un certo filtro da collegare all'uscita di un trasmettitore per eliminare delle spurie, ci troveremmo dinanzi ad un circuito più complesso. In figura 7 è riportato un filtro passa banda a 3 poli centrato a 100MHz con una larghezza di 10MHz (a -3dB) e calcolato per un carico da 50ohm (il valore classico per un uscita di un trasmettitore).

Di seguito l'esempio di calcolo necessario per definire l'impedenza equivalente, ossia il carico che "vedrebbe" il trasmettitore.

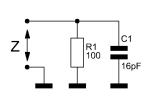



Figura 5 Circuito parallelo con condensatore

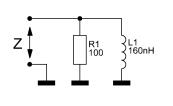



Figura 6 Circuito parallelo con induttore

NOTA PER GLI ADDETTI AI LAVORI

Nel precedente articolo è stato dichiarato il carattere di questa serie: divulgativa e volutamente semplificata. La Radio Frequenza – si sa – non è propriamente una materia semplicissima... Questo, però non deve essere un limite alla curiosità ed alla voglia di imparare.

Iniziamo a guardare il circuito partendo da destra: troviamo il carico (Load – 50ohm) in serie a L3 da 800nH. Trasformiamo questa serie, usando le formule sopra citate, in un solo "elemento" dall'impedenza equivalente [*Zeq*] alla linea tratteggiata e verso destra (vedi figura 8):

$$Zeq = 50 + j502{,}4$$

Se fosse disponibile un componente con tale caratteristica, il circuito potrebbe assumere l'aspetto di figura 9.
Ora spostiamo la linea tratteggiata verso sinistra ed includiamo il solo condensatore *C3*, calcoliamo *Zeq*:

$$jXC = -\frac{1}{\omega C} = -j497{,}61$$

(negativo perchè è un condensatore)

$$Zeq = 50 + j502{,}4 - j497{,}61 = 50 + j4{,}79$$

Facciamo ancora un passo verso sinistra e calcoliamo il parallelo tra *Zeq*, *L2* e *C2* dato che sono tutti elementi paralleli. Ricordiamo che il parallelo tra impedenze può essere calcolato come la somma delle singole ammettenze dove l'elemento base vale:

$$\overline{Y} = \frac{1}{\overline{Z}} = \frac{R}{R^2 + X^2} - j\frac{X}{R^2 + X^2} = G - jB$$

Trasformiamo *Zeq* nell'ammettenza equivalente:

$$G_{Zeq} = \frac{50}{50^2 + 4{,}79^2} = 19{,}82mS$$

(questo parametro prende il nome di conduttanza e si misura in Siemens)

$$B_{Zeq} = \frac{4{,}79}{50^2 + 4{,}79^2} = -1{,}9mS$$

(questo parametro prende il nome di suscettanza ed inverte il segno, ancora Siemens come unità di misura)

lo stesso per la suscettanza di *L2* (la conduttanza vale zero dato che si tratta di un componente puramente reattivo, per lo meno in via teorica):

$$B_{L2} = \frac{2{,}512}{2{,}512^2} = -398mS$$

(ancora segno invertito a causa della trasformazione)

ed ancora per il condensatore *C2*

$$B_{C2} = \frac{2{,}488}{2{,}488^2} = 401{,}92mS$$

(positivo in quanto reattanza capacitiva trasformata in suscettanza)

L'ammettenza totale diventa (le conduttanze si sommano in via numerica, le suscettanze algebricamente):

$$\overline{Y_T} = 19{,}82 - j(-1{,}9mS - 398mS + 401{,}92mS) = 19{,}82 + j2{,}02mS$$

Torniamo all'impedenza:

$$\overline{Z_{eq}} = \frac{1}{\overline{Y_T}} = \frac{G_T}{G_T^2 + B_T^2} + j\frac{B_T}{G_T^2 + B_T^2} = R_e + jX_e$$

$$R_e = \frac{19{,}82mS}{19{,}82mS^2 + 2{,}02mS^2} = 49{,}93$$

$$X_e = \frac{+2{,}02mS}{19{,}82mS^2 + 2{,}02mS^2} = -5{,}089$$

(inversione di segno dovuto alla trasformazione)

Quindi, prima di *C1* l'impedenza equivalente

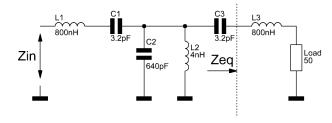



Figura 8 Definizione del piano di misura

Figura 7 Filtro passa banda

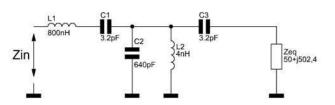



Figura 9 Rimpiazzo con elemento equivalente

Zeq risulta:

$$Zeq = 49{,}93 - j5{,}089$$

Andiamo avanti includendo *C1* ed *L1*:

$$Zeq = 49{,}93 - j5{,}809 - j497{,}61 - j502{,}4 = $$
$$= 49{,}93 - j0{,}299$$

Siamo arrivati alla fine. Tralasciando le piccole inesattezze dovute agli arrotondamenti, abbiamo scoperto che la rete ha un'impedenza equivalente di circa 50ohm puri (la parte immaginaria è quasi trascurabile). Questo significa che per il trasmettitore la presenza del filtro è irrilevante in quanto ha impedenza caratteristica uguale a quella del carico. Il filtro si comporterà come una linea di trasmissione ed il dispositivo trasferirà tutta la potenza al carico senza che avvengano riflessioni e generazione di onde stazionarie potenzialmente dannose per il trasmettitore stesso.

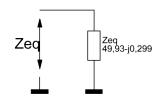



Figura 10 *Impedenza equivalente del filtro passa banda*

Riassumiamo allora la tecnica necessaria per il calcolo dell'impedenza di una rete data:

1. Calcolare il valore delle singole reattanze alla frequenza d'interesse.
2. Partire dal punto più lontano della rete, andando a ritroso di un elemento alla volta verso i morsetti dei quali si vuole conoscere l'impedenza equivalente.
3. Procedere con il calcolo facendo trasformazioni, dove necessario, tra impedenza ed ammettenza.
4. Ricordarsi il cambio di segno: una reattanza positiva (induttore) si trasforma in una suscettanza negativa; una suscettanza positiva in una reattanza negativa (condensatore).

Figura 11 Carta di Smith

LA CARTA DI SMITH

Oltre a quello matematico, esistono anche metodi grafici che si basano sull'uso della carta di Smith. Questo strumento, sviluppato negli anni '30 dello scorso secolo da Mr. Phillip H. Smith, è allo stesso tempo semplice e potente. Si tratta di un diagramma circolare, vedi figura 11, costituito da due serie di circonferenze che s'intersecano. La prima serie ha centri sull'asse orizzontale che rappresentano il valore normalizzato della parte reale sia esso una resistenza o una conduttanza. A destra del centro sono rappresentati i numeri maggiori di uno (verso il circuito aperto), a sinistra i minori di uno (verso il corto circuito). Queste circonferenze rappresentano tutti i punti della linea in

cui l'impedenza (o ammettenza) ha parte reale costante. La seconda serie di cerchi rappresenta tutti i punti della linea a costante parte immaginaria, positiva al di sopra dell'asse orizzontale, e negativa al di sotto. I centri di questi cerchi sono sulla retta perpendicolare al diametro orizzontale nel suo estremo destro. L'origine del diagramma circolare è al centro, segnato dal punto uno e rappresenta l'obiettivo d'ogni adattamento, in quanto quel punto l'impedenza ha solo parte reale del valore per il quale la carta è stata normalizzata: generalmente vale 50ohm ma potrebbe essere qualsiasi valore. Sulla carta completa sono anche presenti altre scale utili per calcolare il ROS ed il coefficiente di riflessione. Proviamo a calcolare nuovamente l'impedenza del filtro di figura 7 usando il metodo grafico. Per prima cosa disegniamo la rete mostrando le reattanze normalizzate a 50ohm. Normalizzare significa dividere un dato valore per il

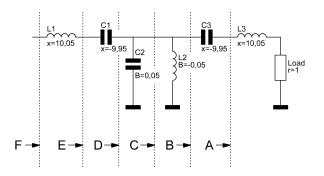



Figura 12 Rete di figura 7 normalizzata

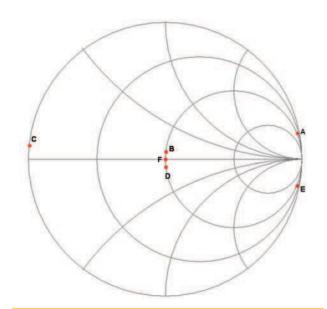



Figura 13 Carta di Smith per la rete di figura 7

riferimento, in quest'esempio 50ohm. Le reattanze serie (X) sono positive per gli induttori e negative per le capacità. Le suscettanze (B) sono positive per i condensatori e negative per gli elementi induttivi. Carta di Smith, matita, gomma e righello alla mano iniziamo a segnare i punti sul grafico. Per segnare il primo punto [A] bisogna considerare l'elemento r=1. Questo significa posizionarsi sul cerchio, con centro sull'asse orizzontale, tangente il punto 1 (esattamente al centro del grafico). Il secondo elemento è serie e positivo: percorriamo la circonferenza appena selezionata in senso orario (valore positivo) sino ad arrivare ad intersecare la circonferenza a valore immaginario 10. Questo è il punto [A]. Ora consideriamo la reattanza di C3. In quanto elemento in serie al precedente ma con valore negativo, sarà sufficiente ripercorrere la prima circonferenza a ritroso sino al punto 0,1 (10,05-9,95): eccoci al punto [B]. Per [C] bisogna saltare al grafico delle ammettenze (ossia ribaltare il punto [B] di 180° rispetto al centro del grafico), poi percorrere il cerchio in senso antiorario sino al punto 20 (1/0,05); ribaltare nuovamente di 180° e ci siamo. Ora andiamo a [D]: ribaltiamo per tornare nel dominio delle ammettenze, (in pratica torniamo al punto 20 di prima) e giriamo in senso orario fino al punto 0,1. Torniamo all'impedenza e sommiamo -9,95 (ossia giriamo in senso antiorario) sino al punto 10: eccoci a [E]. Infine una corsa in senso orario del valore di 10,05 e finalmente arriviamo al punto 1 corrispondente a [F] piazzato al centro del nostro grafico! Ecco fatto. Anche per via grafica abbiamo trovato che l'impedenza della rete è prossima ai 50ohm puri. sicuramente questo metodo è meno preciso del sistema matematico... ma è enormemente più veloce ed immediato.

CONCLUSIONE?

Per questa puntata si ma tranquilli, no, non finisce qui. Per adesso, abbiamo capito cos'è e come calcolare il valore d'impedenza di una qualsiasi rete passiva applicando delle semplici formule oppure per via grafica. Invito i lettori meno pratici a fare qualche esercizio per impadronirsi degli strumenti dati. Nei prossimi articoli affronteremo altri aspetti interessanti quali le antenne, il calcolo dei filtri passivi ed infine l'argomento più spinoso ed importante: le tecniche d'adattamento d'impedenza. Appuntamento allora in edicola per un altro tuffo nell'RF!

Codice MIP257094

GENERATORE DI SUB-TONI

Realizziamo un semplice generatore a quattro sub-toni, ottimizzato per l'uso con il RTX Kenwood TW-4000 ma utilizzabile anche con tutti i ricetrasmettitori di vecchia generazione.

Negli ultimi tempi nei ripetitori radioamatoriali, si stà diffondendo l'uso dei sub-toni regionali. I sub-toni, sono stati stabiliti due per regione, il secondo sub-tono è di riserva. Questo per evitare che si accendono contemporaneamente più ripetitori creando caos nell'ascolto. Contemporaneamente però ha comportato, necessariamente l'istallazione delle schede sub-tono ai ricetrasmettitori che ne sono sprovvisti. I ricetrasmettitori dell'ultima generazione, sono già prodotti con incorporata la possibilità dei sub-toni e qui non ci sono problemi, mentre quelli delle precedenti generazioni, bisogna avere delle apposite schede opzionali non tanto facili da trovare oggi. Ci sono poi le vecchie generazioni che non erano state previste tali funzioni e quindi con quest'articolo vogliamo venire incontro ai lettori che hanno tale necessità. Originariamente quest'articolo è stato fatto per il mio Kenwood TW-4000A, ma si adatta benissimo anche ad altri modelli.

67,0	69,3	71,9	74,4	77,0
79,7	82,5	85,4	88,5	91,5
94,8	97,4	100,0	103,5	107,2
110,9	114,8	118,8	123,0	127,3
131,8	136,5	141,3	146,2	151,4
156,7	159,8	162,2	165,5	167,9
171,3	173,8	177,3	179,9	183,5
186,2	189,9	192,8	196,6	199,5
203,5	206,5	210,7	218,1	225,7
229,1	233,6	241,8	250,3	254,1

Tabella 1: TONI CTSS (Hz)

COSA SONO I SUB-TONI

I sub-toni sono delle frequenze molto basse e poco udibili, con un leggero volume che sono aggiunte opportunamente alla BF in trasmissione. Le frequenze dei sub-toni sono circa 50 (standard) già definite in campo internazionale, che partono da 67,0 Hz e finiscono a 254,1 Hz (vedi tabella 1). I ponti ripetitori che ne sono provvisti, si accendono e rimangono accesi solo se assieme alla portante in arrivo, c'è anche il suo giusto sub-tono. Su questi ripetitori vi è un sistema di decodifica che riconosce con discreta precisione la sub-nota che arriva.

Da qualche anno è partita l'istallazione, abbastanza concordata, di questo sistema su quasi tutti i ripetitori VHF e UHF ed è stata fatta una tabella delle relative frequenze regionali (vedi tabella 2).

VAL D'AOSTA 74,4 - 167,9	PIEMONTE 82,2 – 127,3	LIGURIA 10,9 – 162,2	LOMBARDIA 71,9 – 156,7	VENETO 94,8 – 131,8
TRENTINO A.A. 123,0 – 136,5	FRIULI 118,8 – 167,9	EMILIA ROMAGNA 77,0 – 141,3	TOSCANA 79,7 – 146,2	MARCHE 85,4 – 127,3
ABRUZZO 97,4 – 162,2	UMBRIA 114,8 - 151,4	LAZIO 67,0 – 156,7	MOLISE 103,5 – 167,9	PUGLIA 82,5 – 123,0
CAMPANIA 71,9 – 118,8	BASILICATA 110,9 – 136,5	CALABRIA 107,2 – 141,3	SICILIA 94,8 – 127,3	SARDEGNA 74,4 – 131,8

Tabella 2: Elenco SUB-TONI regionali (Hz)

PER RTX KENWOOD TW-4000A ED ALTRI

di Iginio Commisso

REALIZZIAMO IL GENERATORE DI SUB-TONI

Lo schema di figura 1 è derivato da un manual-service della Kenwood, a cui sono state fatte delle opportune modifiche, per meglio adattarlo alle quattro frequenze prestabilite e commutabili con dei semplici dip-switch. I materiali sono tutti facilmente reperibili ed il montaggio non presenta particolari difficoltà, tenendo conto che sia i condensatori elettrolitici sia i trimmer multigiri, vanno sdraiati per diminuirne lo spessore nel caso di montaggio all'interno del Kenwood (figura 6).

In figura 2,3 e 4 trovate il circuito stampato ed il relativo piano di montaggio. Il circuito stampato è proposto in doppia faccia ma, vista la sua semplicità, potete realizzare il solo lato rame e replicare le piste lato componenti con dei semplici ponticelli di filo.

LA TARATURA

Va precisato che la cosa più delicata di questa realizzazione è proprio la taratura. Per fare una buona taratura bisogna disporre di un frequenzimetro che legga i decimi di Hz e, assieme a questo, serve anche tanta pazienza. Il frequenzimetro, va collegato all'uscita sul centrale del potenziometro V1, sì da una tensione di 8-9 Volt stabilizzati su di uno dei due diodi (D1-D2), poi s'inserisce per primo il dip 1 e si tara la prima frequenza partendo dalla più bassa. Poi si procede man mano con le restanti frequenze, abilitando di volta in volta i rimanenti dip. Alla fine vi consiglio di fare un nuovo controllo rittocando, nel caso fosse necessario, tutte le frequenza non perfettamente "centrate". Resta ora da collegare l'uscita al ricetrasmettitore, per prima cosa va trovata e collegata l'alimentazione che sia vicina a quella suggerita e che sia presente possibilmente solo in trasmissione. Resta ora solo il collegamento

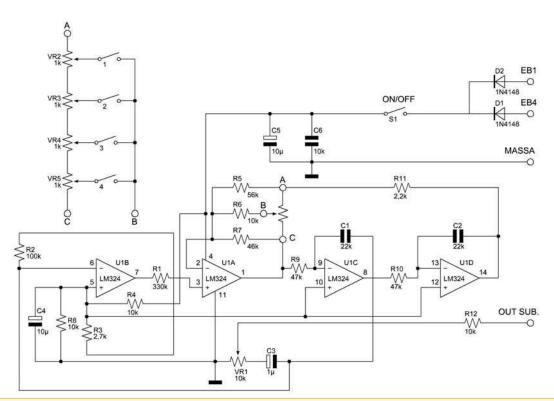



Figura 1 Schema elettrico del generatore di SUB-TONI

Figura 2 Circuito stampato in scala 1:1 (lato rame)

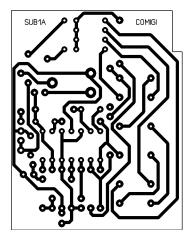
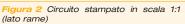
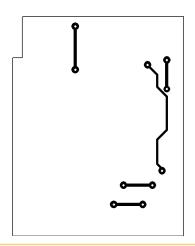



Figura 3 Circuito stampato in scala 1:1 (lato componenti)

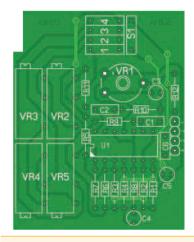



Figura 4 Piano di montaggio

alla BF microfonica, questa va collegata il più vicino possibile al varicap di modulazione. Per la taratura di VR1, bisogna disporre di un RTX per l'ascolto, sintonizzato sulla stessa frequenza, programmato con il tono DECODER corrispondente alla frequenza

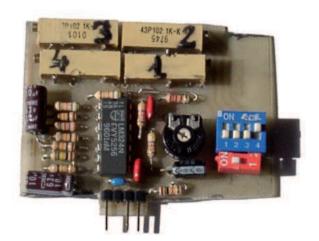



Figura 5 Il prototipe del generatore

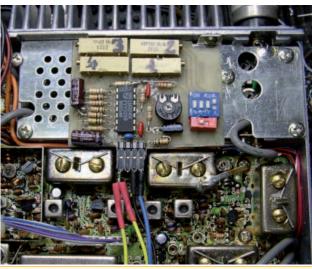



Figura 6 Il nostro generatore montato all'interno del Kenwood TW4000A

di un dip-switch centrale. Facciamo un esempio prendendo in considerazione il primo subtono controllato da VR1. Mandando in trasmissione il nostro apparato, partendo da zero (VR1 tutto girato in senso antiorario), cominciamo ad aumentare lentamente il livello di VR1, fino a udire lo sblocco dello squelch del ricevitore, poi per prudenza diamo pochissimo volume in più. Ora non resta che fissare meccanicamente la scheda all'interno del nostro ricetrasmettitore, possibilmente facendo una feritoia sul coperchio per avere l'accesso ai dip-switch anche dall'esterno. La foto allegata mostra il posizionamento ed il fissaggio, con un buon biadesivo, nel Kenwood TW-4000A.

Codice MIP250100

Elenco componenti	
R1	330 KΩ 1/4 W
R2	100 KΩ 1/4 W
R3	2,7 KΩ 1/4 W
R4, R6, R8, R12	10 KΩ 1/4 W
R5, R7	56 KΩ 1/4 W
R9, R10	47 KΩ 1/4 W
R11	2,2 KΩ 1/4 W
VR1	10 KΩ trimmer orizzontale
VR2÷VR5	1 KΩ trimmer multigiri
C1, C2	22 KpF ceramico multistrato
C3	1 µF 16 V elettrolitico
C4, C5	10 µF 16 V elettrolitico
C6	10 KpF ceramico
D1, D2	1N4148
U1	LM324 integrato
S1	Interruttore accensione
S2-5	Dip-switch 4 posizioni

RADIOREGOLAMENTI CODICI E ABBREVIAZIONI

Ancora contemplato dal regolamento Internazionale, il codice Q rimane un espediente utilissimo nelle comunicazioni; la sua conoscenza è resa obbligatoria per ottenere la patente di radioamatore e i suoi gruppi costituiscono un vero sintetico "linguaggio" per i "radio man" di tutto il mondo.

Un aspetto di particolare interesse per le radio comunicazioni è indubbiamente la possibilità di impiego di codici internazionalmente riconosciuti, utili a velocizzare lo scambio di informazioni e a superare i problemi linguistici. Se desideriamo, ad esempio, chiedere ad un nostro remoto corrispondente come si chiami, possiamo sperare che egli sia un discreto conoscitore della lingua Inglese e rivolgergli la classica domanda "What is your name?", ma ci sarà assai più semplice adottare il codice Q e indirizzargli tre semplici lettere "Q R A?". Nel sistema telegrafico o di scrittura l'emissione di queste tre lettere risulta velocissima ed immediata, mentre in un sistema telefonico andrebbero pronunciate come un "Quebec Romeo Alfa" seguito da un "Romeo Quebec" ad indicare la interrogazione (Request) ed ovviamente il messaggio ne risulterebbe allungato, ma tuttavia perfettamente comprensibile fra professionisti o amatori della radio che abbiano appreso a memoria il significato della cinquantina di gruppi del codice Q, come elencato nella Appendice 14-3 del regolamento UIT.

Tratteremo ogni singolo gruppo di codice, con qualche esempio d'impiego, sottolineando come questo tipo di "linguaggio" sia ancora impiegato ed utilissimo, tanto più nei tempi attuali che, con la soppressione della telegrafia, hanno visto aggravarsi il problema della comprensibilità nei collegamenti Internazionali.

QOA? "Puoi comunicare in radiotelegrafia?"

Questa domanda viene ovviamente rivolta nel corso di un collegamento in telefonia o in telex per sapere se il nostro corrispondente sia in grado di operare anche in alfabeto Morse ed era generalmente indirizzata a Marconisti su navi o presso stazioni costiere, in particolare quando il collegamento telefonico in corso risultava disturbato o difficoltoso. Tuttavia è più frequente l'altra domanda, sempre in codice Q:

QOB? "Puoi comunicare in radiotelefonia?"

La domanda generica veniva formulata per accertarsi se esistesse o meno presso il corrispondente l'impianto telefonico, ma solitamente viene adottato il:

QOC? "Puoi comunicare in radiotelefonia sul canale ... o sulla frequenza di ... Khz?"

Questo gruppo dà per scontato che il corrispondente disponga di telefonia e lo invita ad operare subito sul canale o sulla frequenza indicata. Se mi sentissi chiedere "QOC 7085 Khz?", capirei di andarmi a sintonizzare appunto su 7085 Khz, in isoonda, per conversazione telefonica. Risponderei quindi semplicemente "QOC" e disporrei senz'altra formalità le apparecchiature di ricezione e trasmissione per operare sulla nuova frequenza.

IL CODICE Q

di Franco Malenza

QOD? "Puoi comunicare con me in lingua ..."

I codici di lingua sono: 0 Olandese, 1 Inglese, 2 Francese, 3 Tedesca, 4 Greca, 5 Italiana, 6 Giapponese, 7 Norvegese, 8 Russa e 9 Spagnola.

Se mi sentissi interpellare con la richiesta "QOD 5?" comprenderei immediatamente che il mio corrispondente vorrebbe sapere se sono in grado di esprimermi in Italiano, ma se trovassi malauguratamente un Coreano speranzoso di aver incontrato un suo connazionale, questo potrebbe rivolgermi la stessa domanda "QOD Korean?", non avendo infatti numeri atti a designare tale singolare lingua, nulla gli vieterebbe di dichiararla in chiaro.

Questo gruppo di codice accusa in effetti la scarsa considerazione riservata dagli illustri membri del Congresso verso lingue importantissime, quali il Cinese, il Portoghese, l'Arabo ed altre forse meno diffuse, per le quali non è stato assegnato alcun numero! Si tratta di un gruppo raramente usato, direi quasi dimenticato oltre che dai radioamatori anche dai Marconisti. Ma del quale è ancora prevista conoscenza ed utilizzo.

Figura 1 Il radiogoniometro: insostituibile strumento per l'orientamento sul mare e nei cieli, considerato in diversi gruppi di codice Q

QOE? " Hai ricevuto il segnale di sicurezza trasmesso da ... (nome o nominativo radio)"

Ecco un gruppo tipicamente previsto per comunicazioni navali o aeronautiche. Per comunicazioni di sicurezza, si intendono quelle che possono dar avviso di un pericolo per la navigazione, quale un rottame alla deriva in mare, il malfunzionamento di un fanale su di una costa o in un aeroporto, un fortunale o una tromba d'aria verificatasi in una determinata zona, la interruzione di un servizio o un sopravvenuto guasto a sistemi di radionavigazione, ma anche il pericolo dovuto ad una esercitazione militare in un determinato luogo.

Attualmente i segnali di sicurezza vengono trasmessi automaticamente e gli apparati riceventi vengono immediatamente allertati con segnali acustici e luminosi che vanno quindi silenziati dall'operatore, ma sono troppi ed esiste la tentazione di silenziare senza ascoltare. In un tempo non molto lontano i segnali di sicurezza venivano irradiati subito dopo i "periodi di silenzio" ai minuti 03:33 per la telegrafia e 18:48 per la telefonia in ciascuna ora e sembra che la sicurezza fosse meglio garantita dall'attento ascolto diretto che non dal moderno automatismo.

L'ultima volta che un collega mi ha trasmesso "QOE CagliariRadio?" su 500 Khz è stato circa dieci anni fa, quando la mia nave era vicina ad una zona della Sardegna sottoposta ad esercitazioni di tiro!

QOF? "Quale è la qualità commerciale dei miei segnali?"

Anche se viene normalmente usato il gruppo QRK che designa la comprensibilità del segnale con una scala da 1 a 5, il QOF si impiega normalmente quando si tratti di emissioni automatiche o emissioni di interi nastri, ovvero di conversazioni di carattere pubblico, dove è più netta la distinzione fra "commerciale/non commerciale". Le distinzioni sono solo tre: 1 non commerciale, 2 marginalmente commerciale e 3 commerciale.
Le emissioni di tipo Telex sono state ormai soppresse da qualche anno; si trattava di un particolare sistema che chiedeva conferma continua di quanto ricevuto, prima di procedere automaticamente nella emissione del messaggio. Se la conferma non giungeva dopo alcune richieste, il collegamento veniva automaticamente interrotto. Per tal motivo la stazione che si accingeva a trasmettere il messaggio talvolta chiedeva al corrispondente il "QOF?". Se la risposta era "QOF 3" (commerciale) si procedeva nel collegamento, mentre se era "QOF 2" si valutava se differire o rinviare il collegamento a condizioni di migliore propagazione.

QOG? " Quanti nastri (tapes) avete da trasmettere?"

La trasmissione di nastri preregistrati era un sistema molto in voga negli anni '50 e '60. Oggigiorno si potrebbe riferire al numero di "files" trasmessi via radio con la posta elettronica di Internet: questo è ormai il mezzo di comunicazione più diffuso per comunicazioni navali.
In sostanza se qualche operatore dichiara "QOG 4" vorrebbe significare che deve trasmettere quattro nastri, oppure quattro diversi brani (ad esempio quattro fax o quattro email).
Circa i classici "nastri" va ricordato come il sistema consentisse, già all'epoca, una compressione che permetteva un'enorme risparmio di tempo e anche una modesta "criptazione" del contenuto verso chi non era autorizzato all'ascolto. A puro titolo di cronaca, posso dichiarare di non aver mai intercettato un "QOG", né il suo analogo QOI? ("Posso trasmettere il mio nastro?").

QOH? "Volete che trasmetta un segnale di Fasamento per ... secondi?"

Le moderne apparecchiature richiedono una regolazione di fase, utile ad un preciso "aggancio" del ricevitore sulla cadenza di emissione del trasmettitore. Tuttavia si adopera tale gruppo per invitare il corrispondente ad emettere un segnale che ci permetta semplicemente di sintonizzarci o di centrare l'annullamento di portante per modulazioni a banda soppressa. Anche questo gruppo tende a cadere in desuetudine perché i vecchi Marconisti preferiscono sostituirlo con il più tradizionale "QSV?", il tipico invito a trasmettere una serie di "V" (la lettera d'alfabeto Morse composta da tre punti e una linea) per consentire al corrispondente una precisa sintonia.

QOJ? "Ascolterete i segnali d'emergenza indicanti radiofari su ... Khz?"
QOK? "Avete già ricevuti i segnali d'emergenza indicanti radiofari su ... Khz?"

I vari significati di questi due gruppi, invero poco adoperati, si riferiscono a posizioni di natanti in pericolo dei quali la stessa posizione sia stata determinata mediante rilevamenti radiogoniometrici, ovvero a segnali di emergenza emessi dalle stesse stazioni che fanno servizio di radiofaro. E' opportuno ricordare come i radiogoniometri, strumenti preziosi all'orientamento, siano stati di fatto aboliti dalle navi, mentre rimangono ancora insostituibili mezzi di direzionamento per lunghe distanze sui velivoli. Basta sintonizzarsi sulla banda delle onde lunghe, da 300 a 400 Khz per notare quanti radiofari aeronautici siano ancora attivi!

Nella prossima edizione descriveremo altri gruppi di codice, tutti assai interessanti per i cultori delle radiocomunicazioni, ma alcuni dei quali carichi di importanza strategica nei confronti delle moderne tecniche e procedure di telecomunicazione.

Codice MIP257104

Nel numero in edicola

COVER STORY
Diffusori "LA TORRE"

TEORIA
Amplificatori a stato solido in classe A

PRATICA
Diffusori Moma - I parte

Un preamplificatore phono

L'amplificatore a valvole secondo Luxman

PROFESSIONALE
L'armonizzatore - II parte

www.costruirehifi.net - redazione@costruirehifi.net

Tel. 0744.43.36.06 - 0744.44.13.39
www.blupress.it - info@blupress.it

Antenna

Più un'idea che un'antenna... Ecco come realizzare velocemente antenne HF versatili e adatte anche ad un "montaggio veloce e provvisorio".

Il problema è certamente comune a chi abita, più o meno stabilmente, in località di montagna dove le nevicate sono abbondanti.
Antenne lunghe, quali dipoli, il dipolaccio del ricevitore e i radiali delle verticali sono soggetti a subire i danni da neve. Se non quelli diretti provocati dal peso della nevicata, in genere modesto, dato il piccolo diametro del filo; più spesso si tratta dei danni indiretti provocati dalla neve che, scivolando sul tetto, trascina via le estremità dei fili che costituiscono l'antenna.
Da anni durante l'autunno smonto tutte le antenne che la neve potrebbe danneggiare, per rimontarle durante la tarda primavera.
Il problema si manifesta con più frequenza in case di montagna, dove la copertura in lamiera, spesso del tipo grecato marrone o verde, è più utilizzata. Questo tipo di copertura permette alla neve di scivolare con più facilità che su un bel tetto in tegole; è consuetudine montare delle lame metalliche, il cui scopo è limitare, per quanto possibile, l'inconveniente. Vediamo come sfruttare la situazione a nostro vantaggio.
Il rimedio a questi danni è banale, ma non sempre realizzabile, si tratta di irrobustire il tutto fino a renderlo in grado di sopportare il peso della neve... non è facile. Cinquanta o sessanta centimetri di neve che, lentamente, scivolano sul tetto sono in grado non solo di strappare i fili dei dipoli, ma anche di piegare un palo telescopico. Non va bene, la soluzione è un'altra, sollevare le estremità dei dipoli, o dei radiali, oltre l'altezza massima della neve, oppure utilizzare verticali che non richiedano radiali…
Tutti noi utilizziamo antenne senza radiali, lo stilo a 1/4 d'onda in VHF montato sul tetto dell'auto ne è un esempio.
Se il tetto di casa è costituito da lamiere il gioco è (quasi) fatto: sarà sufficiente unire tra loro gli elementi metallici che costituiscono il tetto, per garantire un buon contatto elettrico, e ottenere un piano di massa le cui dimensioni sono sicuramente adatte anche all'uso in HF. Sfrutteremo la superficie di metallo del tetto per "risparmiare" i radiali…
Lo stilo, o gli stili, sarà realizzato/i con del comune filo elettrico, sostenuto da strutture esistenti, inserito all'interno di una canna da pesca (in fibra di vetro, MAI in fibra di carbonio!) per realizzare una verticale, come dipolo con l'inclinazione dettata dalla sistemazione, utilizzando un balun 4:1 come long wire o come verticale multibanda non accordata. Con le stesse modalità possiamo riutilizzare la vecchia verticale trappolata, o un solo braccio del dipolo 5 bande che andrà montato al contrario, con l'alimentazione in basso.
E' bene ricordare che, qualora decidessimo di impiegare stili a 1/4 d'onda, l'impedenza vista alla base risulta essere la metà del valore tipico del dipolo, dunque circa 35 ohm, che scendono a 30 ohm se lo "stilo" ha una inclinazione di circa 30 gradi rispetto alla verticale. In questo caso possiamo giocare sulla lunghezza per portare il tutto a valori ottimali di SWR, oppure accontentarci dell'1.7:1 che tipicamente otterremo senza troppa fatica; semplicemente calcolando il 1/4 d'onda elettrico e accorciandolo del 5% circa, l'accordatore in stazione farà il resto.
Non è insomma importante che antenna monteremo, è invece essenziale che l'antenna inizi quanto più vicino possibile al tetto, questo perché i radiali non possono essere "riportati"… il piano di massa, sia formato da alcuni radiali

torcicollo

di Daniele Cappa

tarati o da un piano metallico di dimensioni adeguate, deve trovarsi all'inizio dell'antenna; non è possibile effettuare un collegamento elettrico per unire la base dell'antenna al piano di massa.
La sistemazione definitiva di un'antenna di questo tipo è spesso dettata dall'esperienza, passando per più prove. Dunque è necessario disporre di tempo per effettuare prove e confronti. Le prime installazioni è bene siano provvisorie, per utilizzare poi la soluzione che più ci soddisfa. In queste righe non troverete la descrizione dell'antenna definitiva, quella che funziona meglio di tutte e che non costa praticamente nulla. Sicuramente l'investimento necessario ad una realizzazione di questo tipo tende a zero, o quasi, e i risultati sono soddisfacenti.

LA SITUAZIONE E LE SOLUZIONI

Inizieremo con l'ispezione del tetto, rileviamo la distanza tra gli eventuali supporti già esistenti e quanto altro sia presente.
Il punto più alto del tetto è dove dovremo fissare l'inizio della nostra antenna, non solo perché è più in alto, ma anche perchè è il punto in cui la neve scompare prima e dove in pratica non scivola. In questa posizione è possibile installare altri supporti, anche in fibra di vetro o PVC.
Una piccola, e robusta, staffa metallica (in ferro zincato o alluminio) piegata a 90° circa, con due buchi per il fissaggio, e il collegamento con il piano di massa, una femmina PL da pannello (SO239) rappresenterà il punto di alimentazione dell'antenna.
La staffa andrà fissata al tetto con due robuste viti autofilettanti, meglio se utilizzeremo bulloneria di acciaio inox, o zincata, come sempre eviteremo l'uso di bulloneria in ottone che, a temperature particolarmente basse, diventa fragile.
Da qui dovrà partire l'elemento radiante dell'antenna, un pezzo di filo lungo 1/4 d'onda sulla banda prescelta. Il filo potrà essere tenuto in posizione verticale da un supporto isolante (una canna da pesca in fibra di vetro o una serie di tubi in PVC da impianti elettrici infilati uno dentro l'altro) oppure inclinato, evitando angoli troppo piccoli rispetto al piano del tetto, e utilizzando un supporto esistente per fissare l'altra estremità del filo.
Qualunque sia la soluzione che adotteremo utilizzeremo sempre, quale supporto per i fili che costituiscono l'antenna della robusta cordicella di nylon, quella con un diametro di 3 mm circa

Figura 1

Il quarto d'onda in 15 metri (3,35 m), teso tra il PL e una cordicella di nylon

Il quarto d'onda in 20 metri (5,19 m) supportato da una canna da pesca (fibra di vetro) e un tubo in PVC

Il quarto d'onda in 80 metri (19,5 m) testo tra due supporti, come un solo braccio di un dipolo

Figura 2 La prima antenna, il filo è stato evidenziato in rosso

è sufficientemente robusta ed è in grado di resistere anni al sole e ai danni da smog, anche in installazioni cittadine.
Per unire tra loro gli elementi del tetto utilizzeremo un numero enorme di viti autofilettanti, di relativamente grosso diametro (5 – 6 mm) che, con l'aiuto di un trapano a batterie, avviteremo in ragione di due o tre viti ogni singolo elemento del tetto. La vite andrà posta nella parte alta della sagoma dell'elemento e successivamente protetta con una abbondante pennellata di vernice, o di catrame liquido. Evitiamo la "spruzzata" della bomboletta di vernice spray, questa vernice è più diluita e non è in grado di evitare le piccole infiltrazioni di acqua che al contrario un liquido più denso può facilmente evitare, inoltre la durata all'esterno di questo tipo di vernice raramente raggiunge un anno. Non dobbiamo dimenticarci che la funzione del tetto è quella di ripararci dall'acqua, e che solo incidentalmente è sfruttata quale piano di massa.
L'ultima puntualizzazione… perché antenna torcicollo? Il primo prototipo di un'antenna di questo tipo è stata assemblata in pochi minuti durante il primo weekend di ottobre 2005. Si trattava di 1/4 d'onda in 20 metri costituito da poco più di 5 metri di filo elettrico da impianti tenuto in piedi da una serie di tubi in PVC da impianti elettrici infilati uno dentro l'altro. La struttura non si è dimostrata delle più solide, il tubo aveva la tendenza a flettere dal lato del filo, che non era infilato al suo interno, ma ancorato al tetto a circa un metro dalla base del supporto (con una staffa come quelle descritte) e in cima con qualche giro di nastro adesivo. Il vento che faceva muovere il tubo in pvc, conferiva al tutto una parvenza umana… come una persona, che afflitta da torcicollo, inclina la testa verso l'alto e la muove a destra e a sinistra.
Con questa antenna, due settimane dopo averla montata, ho effettuato alcuni collegamenti con stazioni canadesi e statunitensi in RTTY utilizzando il piccolo FT817, non male per pochi metri di filo montati per scherzo. Durante l'estate successiva, quella appena trascorsa, ho utilizzato il sistema per altre antenne, sia 1/4 d'onda (alimentati direttamente), sia fili non accordati con lunghezza compresa tra 15 e 44 metri alimentati tramite balun 4:1. Da esperienze precedenti l'eventuale verticale non accordata è consigliabile abbia una lunghezza compresa tra 1/4 d'onda della frequenza più bassa e 3/4 d'onda della frequenza più alta, questo per evitare i due punti a bassa impedenza che porterebbero l'antenna a funzionare come una GP, dove non è ovviamente necessario alcun balun. Questo si traduce in una misura compresa tra 8 e 9 metri, evitando il 1/4 d'onda in 40 metri e i 3/4 in 10 metri (10 e 7.5 metri rispettivamente). La mia long wire è un filo di lunghezza assolutamente casuale, il cui percorso è dettato dalla posizione dei supporti esistenti. Il filo è tenuto più lontano possibile da strutture in metallo, è ben ancorato con la cordicella citata, e spesso funziona meglio del dipolo. Un piccolo accorgimento "antiseccatori" utilizzate filo elettrico da impianti elettrici, con una sezione di 1 – 2mm; di colore grigio chiaro o celeste perché sia meno visibile.

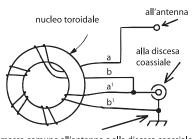



Figura 3 Lo schema del balun 4:1 su toroide

IL BALUN 4:1 E ALTRE CONSIDERAZIONI

Se decideremo di fruttare la situazione per una long wire, oppure per una verticale non accordata, sarà necessario realizzare un balun 4:1, si tratta di un trasformatore di impedenza il cui rapporto è appunto 4 a 1; l'impedenza di ingresso viene ridotta all'uscita di 4 volte. In commercio esistono numerosi modelli di balun. Vediamo ora come autocostruirlo. La trasformazione di impedenza si realizza come in un autotrasformatore, una parte dell'avvolgimento è comune al primario e al secondario. Il supporto è un toroide Amidon rosso (1 – 30 MHz T200-2, acquistato in fiera a Genova per circa 10 Euro) oppure giallo (2 – 50 MHz T200-6) da 2 pollici, su cui sono avvolte alcune spire, il numero non è importante (vanno bene da 10 a 20 spire bifilari), per non sbagliare ne ho utilizzate diciannove, non per calcolo, ma per necessità... sul toroide T200-2 è possibile avvolgere al massimo 19 spire di piattina per altoparlanti (un metro e 1/2 circa). Gli avvolgimenti sono realizzati in coppia, utilizzando la piattina di filo. Realizzati gli avvolgimenti avremo due fili di inizio e due di fine avvolgimento. Chiamiamo A e B l'inizio e A' e B' la fine. Colleghiamo tra loro la fine del primo avvolgimento con l'inizio del secondo (A' con B) e questo va collegato al centrale del connettore a PL della discesa. L'inizio del primo avvolgimento (A) va collegato allo stilo dell'antenna, oppure alla long wire, mentre la fine del secondo avvolgimento B' è collegato alla calza del cavo coassiale e alla massa dell'antenna, ai radiali, oppure al tetto utilizzato quale piano di massa. Il balun così realizzato va protetto dalla pioggia fissandolo in un piccolo contenitore di plastica stagno da cui esce il connettore SO239 per la discesa e i due collegamenti a massa e al radiatore. Il balun così realizzato è in grado di sopportare 400 W, se ci accontentiamo di 100 – 150 W è possibile utilizzare nuclei Amidon T106-2 o T130-2, sempre di colore rosso, su cui avvolgeremo rispettivamente 16 o 18 spire. Per QRP è possibile utilizzare un toroide T80-2 su cui avvolgeremo 25 spire di piattina ovviamente più piccola, ottenendo una potenza massima di 60 W. L'uso di un balun sottintende l'uso di uno stilo non accordato, oppure di una long wire, e dell'accordatore in stazione. Otteniamo anche un altro vantaggio: per la continua il balun è un cortocircuito, pertanto ci mette al sicuro da scariche elettrostatiche. Gli stili a 1/4 d'onda, così come le antenne verticali in genere, potrebbero essere soggette a campi di elettricità statica. Potrebbe essere una buona idea saldare in parallelo ad ogni discesa una resistenza a impasto da 1 Mohm 1/2W (valore comunque non critico, da 100 Kohm in su va bene tutto). Il polo caldo, il dielettrico e la calza del cavo coassiale dell'antenna costituiscono un condensatore di ottima qualità, la presenza di una resistenza in parallelo ai due conduttori del cavo abbassa drasticamente il Q dell'involontario condensatore eliminando i problemi da elettricità statica. Resta inteso che nessuna resistenza ci salverà mai da un fulmine!

Questo è tutto, buon lavoro.

Codice MIP257108

Figura 4 L'avvolgimento realizzato su un toroide

Figura 5 Il balun collegato a una long wire di 44 metri

CAMPAGNA ABBONAMENTI 2007

Diverse modalità di abbonamento: scegli la tua preferita e risparmia da subito!

SCEGLI LA TIPOLOGIA DI ABBONAMENTO

Fare elettronica

CODICE	TIPOLOGIA ABBONAMENTO	PREZZO
FEA01	Abbonamento a 11 numeri di Fare Elettronica	€45,00 anzichè €60,50
FEA02	Abbonamento a 11 numeri di Fare Elettronica con CD-ROM "Fotografia digitale"	€52,00 anzichè €70,40
FEA03	Abbonamento a 11 numeri di Fare Elettronica con CD-ROM "Montaggio Video"	€52,00 anzichè €70,40
FEA04	Abbonamento a 11 numeri di Fare Elettronica con CD-ROM "Babylon PRO 5.0"	€52,00 anzichè €70,40
FEA05	Abbonamento a 11 numeri di Fare Elettronica con CD-ROM "iPOD converter"	€52,00 anzichè €70,40

Fare elettronica & Firmware

CODICE	TIPOLOGIA ABBONAMENTO	PREZZO
FEA06	Abbonamento a 11 numeri di Fare Elettronica e 11 numeri di Firmware	€79,50 anzichè €126,50
FEA07	Abbonamento a 11 numeri di Fare Elettronica e 11 numeri di Firmware con CD-ROM "Fotografia digitale"	€87,00 anzichè €136,40
FEA08	Abbonamento a 11 numeri di Fare Elettronica e 11 numeri di Firmware con CD-ROM "Montaggio Video"	€87,00 anzichè €136,40
FEA09	Abbonamento a 11 numeri di Fare Elettronica e 11 numeri di Firmware con CD-ROM "Babylon PRO 5.0"	€87,00 anzichè €136,40
FEA10	Abbonamento a 11 numeri di Fare Elettronica e 11 numeri di Firmware con CD-ROM "iPOD converter"	€87,00 anzichè €136,40

I CD-ROM CHE ABBIAMO SELEZIONATO PER VOI

FOTOGRAFIA DIGITALE
Il corso ha lo scopo di guidare l'utente nel mondo della fotografia ed in particolare con l'uso delle moderne fotocamere digitali.
Infatti dopo aver introdotto l'argomento con alcune considerazioni di base si passa alla guida dell'acquisto di una fotocamera digitale, all'uso delle funzioni principali come quantità di luce, principio di reciprocità, profondità di campo, messa a fuoco, angolo di campo. Esposti i vantaggi delle fotografie digitali, si procede ad una analisi delle varie situazioni di scatto, come fotografare l'acqua, gli animali, gli edifici e monumenti ed in una diversa sezione alle foto di interni, di paesaggi, di ritratti, tramonti, fuochi pirotecnici, il panning e la macrofotografia.
Nella sezione finale si affronta il fotoritocco digitale con l'ausilio del software specifico più diffuso: Adobe Premiere.

MONTAGGIO VIDEO
Questo corso è studiato per fornire le basi necessarie per effettuare montaggi video di tipo amatoriale utilizzando Movie Maker, un semplice software dalla grande efficacia.
Dopo una analisi delle schede video, indispensabili per l'acquisizione da fonti video si procede alla spiegazione di Movie Maker, dalla sua interfaccia alle novità della nuova versione.
Lo studio dello Storyboard, con effetti e transazioni, titoli e riconoscimenti, le varie fasi per l'acquisizione, la sequenza temporale, dove viene effettuato il montaggio, il commento sonoro sono gli argomenti affrontati prima dell'esportazione del filmato montato. Una sezione infatti è dedicata ai vari modi e formati di esportazione del filmato.

BABYLION PRO 5.0
Per la sua efficacia e la sua estrema facilità d'uso, Babylon-Pro 5.0 è il traduttore istantaneo più conosciuto nel mondo. Babylon-Pro 5.0 è un software di traduzione istantanea dall'italiano all'inglese e viceversa. Quando si scrive o si legge un documento di testo in Word, in Excel, in Access, quando si naviga in Internet e in qualsiasi altro caso in cui, sullo schermo del PC sia visualizzato del testo, Babylon è pronto a risolvere tutti i vostri dubbi. Basta un click su una parola o su una frase e, immediatamente, sul desktop appare una finestra con la relativa traduzione e con varie alternative e sinonimi. Il sistema si basa su un dizionario contenente più di 200.000 definizioni, parole, frasi, abbreviazioni e acronimi. Grazie ad un'interfaccia semplice e intuitiva Babylon può essere utilizzato anche dagli utenti meno esperti e, una volta trovata la parola o la traduzione che si cerca, è possibile copiarla su un qualsiasi documento.

iPOD CONVERTER
È l'applicazione che permette il trasferimento di musica su tutti i diversi modelli iPod (iPod, iPod Shuffle e iPod Nano) e di foto e filmati su iPod Video).

Caratteristiche:
- i filmati (DVD Video e AVI-DivX) vengono convertiti in un formato idoneo all'iPod utilizzando una procedura semplificata semi automatica (wizard);
- il programma è in grado di convertire file WAVE o AIF nei formati compatibili con l'iPod (MP3 e AAC) utilizzando una procedura semplificata semi automatica (wizard);
- il programma avvia automaticamente l'installazione di un altro software, denominato DVD Decrypter, che consente la preparazione dei DVD-Video per la conversione.

ABBONATI SUBITO

Compila, ritaglia e spedisci via fax questo coupon allo **02-66508225**

Spedisci questa pagina in busta chiusa a:
INWARE Edizioni srl
Via Cadorna, 27/31 - 20032 Cormano (MI)

Chiamaci allo **02-66504755**

Abbonati on-line sul sito
www.farelettronica.com/abbonamento

DATI PERSONALI

Nome . . . .

Cognome . . . .

Via . . . . n° . . . .

Cap . . . . Città . . . . Prov . . . .

Tel . . . . Fax. . . . .

Email . . . .

Ragione Sociale . . . .

P.Iva . . . . ❍ Ricevuta

Privacy. Ai sensi del Decr. Lgs. 196/2003 la informiamo che i dati trasmessi verranno impiegati coi principali scopi di indagini di mercato e nelle modalità previste dallo stesso, prevalentemente con mezzi informatici. Il conferimento, di norma facoltativo, è obbligatorio per permettere il rapporto commerciale. È in ogni caso fatto diritto dell'interessato esercitare i propri diritti, nei modi previsti dal "Titolo II art. 7" della legge sopra citata, scrivendo a Inware Edizioni srl, Via Cadorna 27 – 20032 Cormano o tramite email a info@inwaredizioni.it

SCELTA DELLA TIPOLOGIA DI ABBONAMENTO

barrare la tipologia prescelta

❍ Codice FEA01 €45,00
❍ Codice FEA02 €52,00
❍ Codice FEA03 €52,00
❍ Codice FEA04 €52,00
❍ Codice FEA05 €52,00
❍ Codice FEA06 €79,50
❍ Codice FEA07 €87,00
❍ Codice FEA08 €87,00
❍ Codice FEA09 €87,00
❍ Codice FEA10 €87,00

MODALITÁ DI PAGAMENTO

barrare la modalità prescelta

❍ **CARTA DI CREDITO**

❑ American Express ❑ Visa ❑ Mastercard

Titolare . . . .

n° . . . . scad . . . .

❍ **VERSAMENTO SUL CCP N. 70107552**

Allegare la ricevuta (o copia) del versamento intestato ad **Inware Edizioni srl**, indicando nella causale: "Abbonamento Fare Elettronica"

❍ **BONIFICO BANCARIO**

Appoggiarlo su: **Poste Italiane - CIN: I - ABI: 07601 CAB: 01600 - C/C: 000070107552**
intestato ad **Inware Edizioni srl**

❍ **ALLEGO UN ASSEGNO**

intestato ad **Inware Edizioni srl**

Firma . . . .

Scopri sul retro di questo coupon gli esclusivi vantaggi riservati agli abbonati

---

CONTI CORRENTI POSTALI - Ricevuta di Versamento BancoPosta

€ sul C/C n. 70107552 di Euro

importo in lettere

INTESTATO A: INWARE EDIZIONI SRL

ESEGUITO DA:
VIA - PIAZZA
CAP
LOCALITÀ

BOLLO DELL'UFF. POSTALE

AVVERTENZE
Il Bollettino deve essere compilato in ogni sua parte (con inchiostro nero o blu) e non deve recare abrasioni, correzioni o cancellature.
La causale è obbligatoria per i versamenti a favore delle Pubbliche Amministrazioni.
Le informazioni richieste vanno riportate in modo identico in ciascuna delle parti di cui si compone il bollettino.

CAUSALE

CONTI CORRENTI POSTALI - Ricevuta di Accredito BancoPosta

€ sul C/C n. 70107552 di Euro

TD 451

importo in lettere

INTESTATO A: INWARE EDIZIONI SRL

CAUSALE

ESEGUITO DA:
VIA - PIAZZA
CAP
LOCALITÀ

BOLLO DELL'UFF. POSTALE
codice bancoposta

IMPORTANTE: NON SCRIVERE NELLA ZONA SOTTOSTANTE
importo in euro
numero conto
td

AUT. DB/SISB/E 20017 DEL 11.04.2006

70107552< 451>

ABBONATI SUBITO!

- **Risparmierai** fino a €49,40 sul prezzo di copertina
- Avrai la garanzia del **prezzo bloccato** per un anno
- Le riviste ti saranno **recapitate comodamente** a casa
- Compreso con l'abbonamento (o il rinnovo) riceverai un **buono sconto del 20%*** per un tuo prossimo acquisto sul sito www.ieshop.it
- Compila questo cedolino in tutte le sue parti. Invialo in busta chiusa o via fax (fronte/retro) e riceverai in omaggio l'esclusivo flessometro di Inware Edizioni!

TIPO DI ABBONAMENTO:

❍ Personale ❍ Aziendale
❍ Scuola o Università

IL VOSTRO SETTORE DI COMPETENZA:

❍ Direzione Tecnica ❍ Direzione Acquisti
❍ Progettazione ❍ Insegnante
❍ Studente Altro . . . .

PRODOTTO PRINCIPALE O SERVIZIO OFFERTO DALL'AZIENDA DOVE LAVORATE:

❍ Apparecchiature elettriche, elettroniche, ICT ❍ Apparecchiature scientifiche, misura e controllo
❍ Elettrodomestici ❍ Automotive
❍ Consulenza ❍ Vending
Altro . . . .

NUMERO DI DIPENDENTI DELLA VOSTRA AZIENDA:

❍ fino a 10 ❍ da 10 a 50
❍ da 50 a 100 ❍ da 100 a 500
❍ oltre 500

* Validità 3 mesi